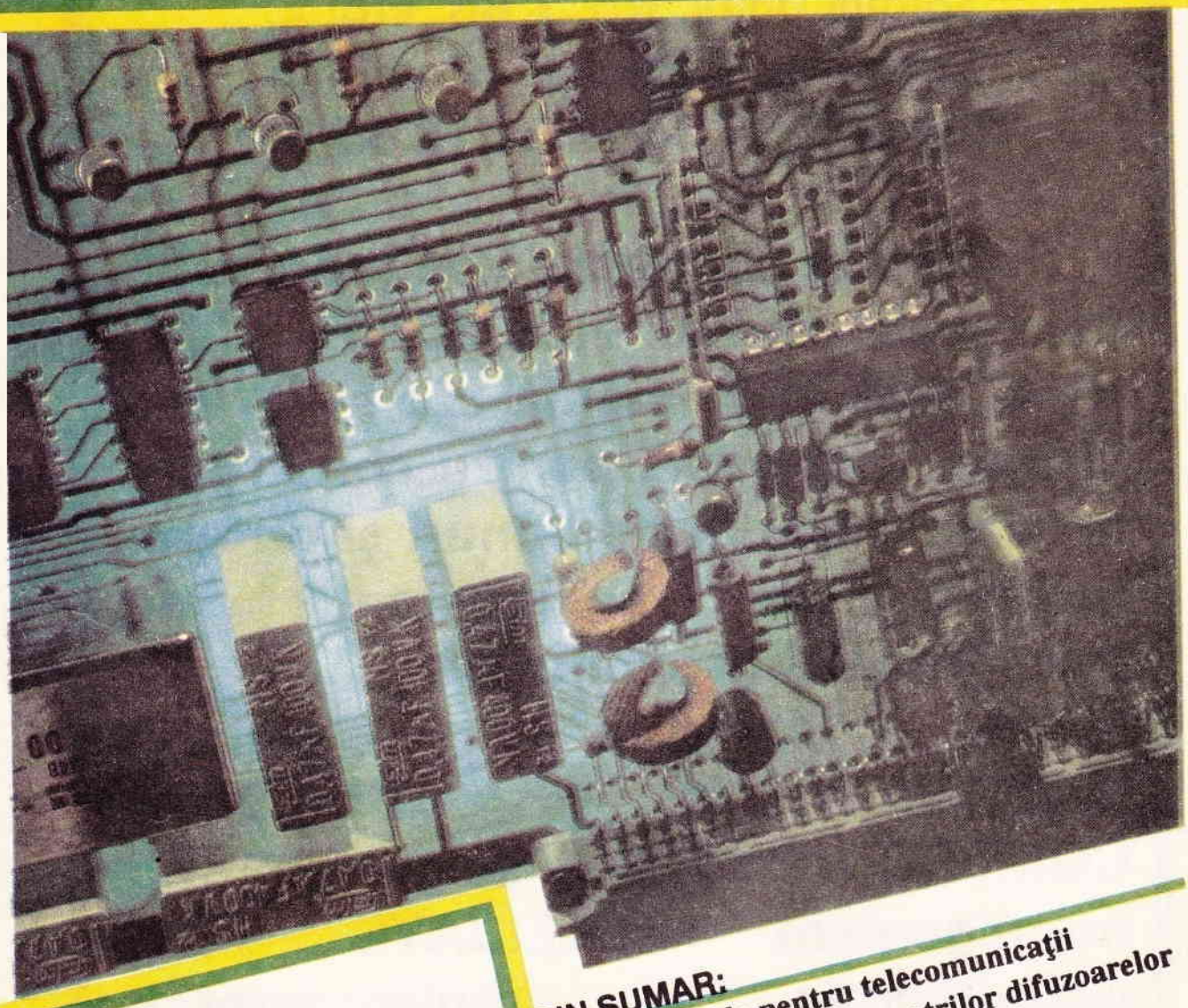
electronistul

REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE,
INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE
NR.15



DIN SUMAR:

⇒ Terminale pentru telecomunicaţii
⇒ Determinarea parametrilor difuzoarelor
⇒ Circuite egalizoare
⇒ Sursă de tensiune stabilizată
⇒ Stereofonie în M.A.
⇒ Generator de ton radio-tv
⇒ Preamplificator pentru cap magnetic

INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L.

Splaiul Unirii, No. 1 bis, Etaj 2,
Sector III, Bucureşti - România
Tel: 312 35 86 FAX: 312 35 89

Societate comercială ce reprezintă interesele firmei HOLLIDAYS INN-SUA, atât în România cât şi în alte ţări est europene, pentru construcţii hoteliere, clădiri de bunuri şi dotare, inclusiv cu echipamente de telecomunicaţii şi birotică.

Ca antreprenor general INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L. asigură, sub management HOLLIDAYS INN, definitivarea şi implementarea detaliilor de proiectare pentru locaţii din Bucureşti şi provincie, construcţii începute sau pe cale de a fi definitivate.

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 7500 ÷ 10000 lei pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 5600 ÷ 7500 lei pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 5000 ÷ 5600 lei pentru un articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 3700 ÷ 5000 lei pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 3200 ÷ 3700 lei pentru articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 2000 ÷ 3200 lei pentru un articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 5l.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)
- Mariana Nicolae (desen tehnic)
- Stan Sergiu - director

SUMAR

SUMAR NR. 15

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* pag.2

HI-FI

- *Determinarea parametrilor difuzoarelor* pag.4
- *Circuite egalizoare* pag.6
- *Înregistrarea magnetică* pag.8
- *Super HI-FI phono amplifier* pag.9
- *Comandă cu prag pentru microfon* pag.11

INFO-CALCULATOARE

- *Generator - frecvenţmetru cu Spectrum (CIP)* pag.12
- *Luxor - Basic* pag.14

A.M.C.

- *Utilizarea osciloscopului* pag.15

ELECTROALIMENTARE

- *Sursă de tensiune stabilizată* pag.17

VIDEO - TV

- *Televiziunea de înaltă definiţie* pag.19
- *Înlocuirea transformatorului de linii la T.V. "Diamant 220"* pag.21
- *Stereofonie în M.A.* pag.22

P. S.

- *Generator de test radio - Tv* pag.24
- *Preamplificator pentru cap magnetic* pag.24
- *Reglarea amplificării în domeniul -30 ... +40dB* pag.25
- *Comparator de interval* pag.25

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sunt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

TERMINALE PENTRU TELECOMUNICAŢII

ing. Andrian Nicolae - referent special I, ROMTELECOM

(Continuare din numărul trecut)

O variantă îmbunătăţită ca performanţe s-a utilizat la telefonul TA-4 ("Ioana") (fig. 40). Sistemul diferenţial este format din linia telefonică, rezistorul R3, rezistorul R5 şi echilibrorul (R6, R7, C5 şi C6). Pe o diagonală a punţii se află amplificatorul de emisie (T1). Pe cealaltă diagonală este conectat amplificatorul de recepţie (T2). Echilibrorul simulează o linie de 0,85Np. Capsula microfonică este cu carbon şi diametru micşorat, iar cea receptoare de tip electromagnetic.

Tranzistorul T1 lucrează în montaj BC. Prin capsula microfonică trece un curent maxim de 30mA pe linie 0. Semnalul provenit de la microfon se aplică în baza tranzistorului T2 prin rezistorul R5, iar în emitorul acestuia prin R3 şi R10. Dacă cele două derivaţii de semnal sînt egale rezultă o atenuare maximă a efectului local. Egalizarea se realizează cu ajutorul rezistorului R6.

În tabelul 1 se dau comparativ principalii parametri ai telefonului EM 72 (fig. 33) şi cei obţinuţi pe TA-4 (fig. 40).

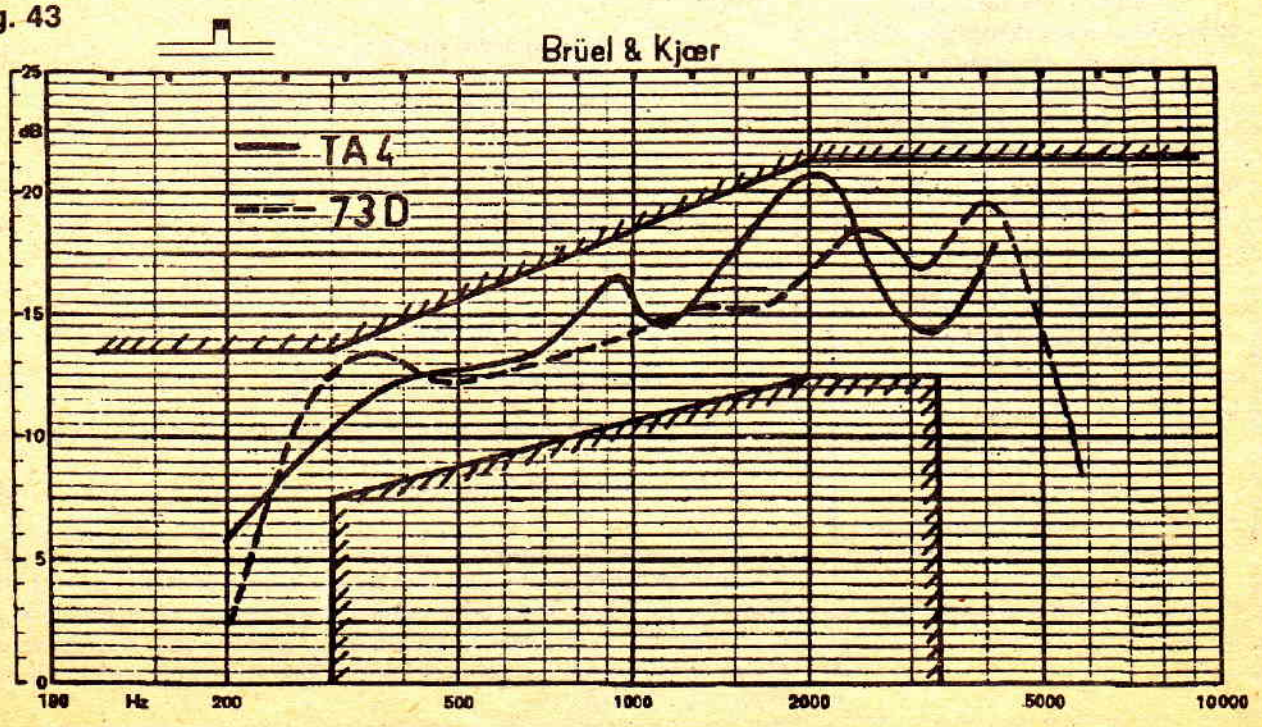
Tabelul 1

Nr. crt.	Parametrul	EM 72	TA - 4	Observaţii
1.	Echivalentul de referinţă la emisie	+13 db	+10 dB	linie 0,85 Np
2.	Echivalent de referinţă la recepţie	+8,9 dB	+2 dB	linie 0,85 Np
3.	Neliniaritate la emisie	24 dB	15 dB	linie 0
4.	Neliniaritate la recepţie	18 dB	18 dB	linie 0
5.	Impedanţă la 300 Hz	600-60%	600±15%	
6.	Impedanţă la 1000 Hz	600+30% 600-20%	600±15%	
7.	Impedanţă la 3400 Hz	600+60%	600-30%	

În ceea ce priveşte telefonul TA-4 se observă o îmbunătăţire a echivalenţilor de referinţă (relativ la SFERT) la emisie cu cca. 3dB, iar la recepţie cu cca. 7dB. O îmbunătăţire substanţială s-a obţinut la limitele de încadrare a impedanţei.

Pentru a face o comparaţie cu telefoane fabricate pe plan mondial se va lua ca exemplu telefonul 73 D fabricat în Danemarca pe baza cercetărilor efectuate de Standard Telecomunications Laboratories din Harlow, Anglia. Schema circuitului de convorbire (fig. 41) conţine un amplificator de emisie (T1-T5), un amplificator de recepţie (T6, T7, T8), echilibrorul (R7, R8 şi C4) şi elementele de suprimare a frecvenţelor radio care ar putea fi detectate în mod accidental (C13 şi C19). Ambele traductoare acustice sînt de tip electrodinamic.

Fig. 43



Amplificarea de emisie este cca. 50dB şi este dată de raportul R10/R9. Grupul C6 în paralel cu R10 a fost necesar pentru corectarea caracteristicii de frecvenţă a microfonului şi a camerei acustice a microreceptorului. Reacţia negativă prin C7 asigură stabilitatea la frecvenţe înalte.

Amplificarea la recepţie este de cca. 13dB şi este determinată de raportul R19/R17. În principal, amplificatorul de recepţie este similar cu cel de la emisie.

Comparînd răspunsul în frecvenţă la recepţie (fig. 42) al celor două aparate (TA-4 şi 73 D) se observă o încadrare a neliniarităţii telefonului TA-4 în gabaritul pentru telefonul 73 D. Acelaşi lucru se poate observa şi în cazul răspunsului în frecvenţă la emisie (fig. 43).

Odată cu apariţia circuitelor liniare integrate s-a pus problema realizării unor tipuri care să îndeplinească funcţiile circuitului de convorbire. Asemenea circuite (US. Patent nr. 3592971/1971) realizează şi funcţia de reglaj automat de nivel (fig. 44). Ca traductor electroacustic la emisie se foloseşte un microfon cu electret.

Amplificatorul de emisie conţine tranzistoarele T1, T3 şi T5. O parte din semnalul de emisie este aplicată (prin intermediul tranzistorului T2) unui amplificator cu cîştigul comandat în tensiune realizat cu tranzistoarele T6 şi T7. O altă fracţiune se aplică (prin intermediul tranzistorului T4) etajului diferenţial final de recepţie. Acelaşi semnal se aplică lui T16, iar prin intermediul unei reţele defazoare RC2 în baza lui T14. Semnalul de emisie aplicat în linie ajunge în baza tranzistorului T17, iar prin intermediul reţelei defazoare RC1 în baza lui T15. Semnalul rezultat în urma însumării se aplică din colectorul tranzistorului T17 la cealaltă intrare a etajului final de recepţie. Semnalul din baza lui T10 este în fază cu cel din baza lui T11 rezultînd un efect zero pe capsula receptoare. Se asigură astfel o atenuare foarte bună a efectului local.

La recepţie calea urmată de semnal este: din linie în baza tranzistorului T17, din colectorul acestuia în baza lui T11 şi apoi la bornele capsulei receptoare R. Calea prin tranzistorul T5 este blocată deoarece acesta funcţionează ca generator de curent (montaj BC).

Reglajul de amplificare în funcţie de lungimea liniei se face prin intermediul semnalului cules de tranzistoarele T6 şi T13.

(Continuare în numărul viitor)

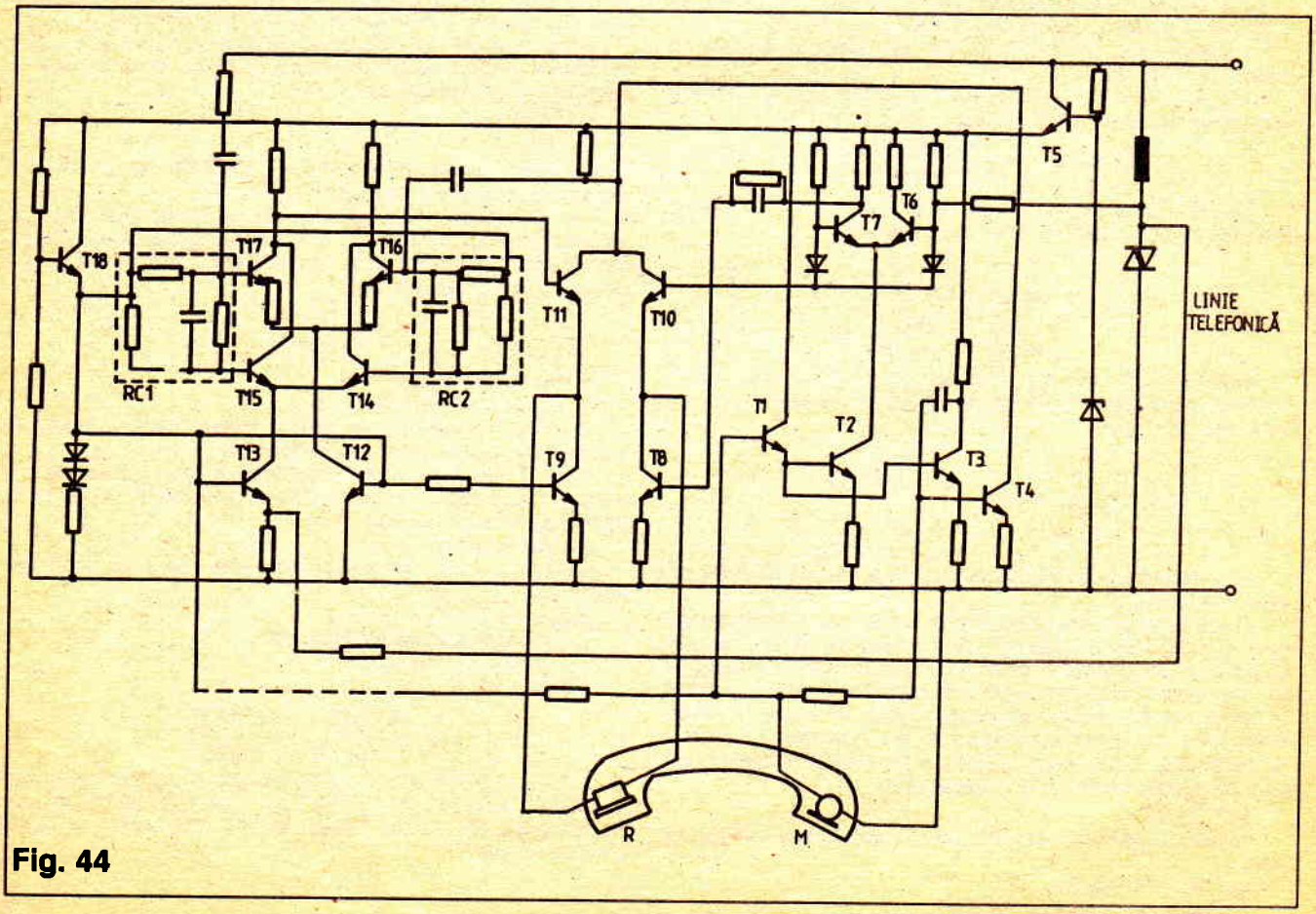


Fig. 44

DETERMINAREA PARAMETRILOR DIFUZOARELOR

ing. Constantin Poşa

Difuzorul electrodinamic poate fi prezentat ca în schema din fig. 1. Schema are 3 părţi, fiecare corespunzând unui sistem fizic. Partea electrică, compusă din amplificatorul audio reprezentat prin sursa ideală de tensiune U_g şi rezistenţa internă R_g şi bobina difuzorului caracterizată de rezistenţa electrică R_e şi inductanţa L_e. Prin cuplajul electro-mecanic de tip electrodinamic B1, cuplaj datorat interacţiunii dintre câmpul magnetic permanent şi curentul ce străbate bobina, se trece în partea mecanică. Aceasta este compusă din sistemul mobil ce cuprinde membrana, bobina şi suspensia elastică şi este caracterizat de o masă m, o elasticitate mecanică C_m şi o rezistenţă mecanică R_m. Reprezentarea s-a făcut prin elementele duale (analogie inversă) în schemă de rezonator paralel, deoarece coeficientul de cuplaj B1 exprimă legătura dintre tensiune şi viteză, respectiv curent şi forţă. Raportul F/v putându-se considera o impedanţă, evident că v/F poate fi considerat la rîndul său o admitanţă mecanică.

Mişcarea membranei antrenează şi un volum de aer de o parte şi de alta a ei, care se opune mişcării şi care depinde de proiecţia ariei membranei difuzorului S (baza conului membranei). De aceea partea acustică a fost reprezentată prin admitanţele acustice de radiaţie de faţă şi de spate.

Renunţând la transformatoare, se face o reprezentare numai în mărimi electrice ca în fig. 2a.

Mărimile electrice introduse sunt de fapt mărimi mecanice sau acustice raportate la partea electrică. Astfel:

$L=C_m(B1)^2$; $C=m/(B1)^2$;

$R=(B1)^2/R_m$; $Z_{er}=(B1/S)^2/Z_{ar}$

În domeniul frecvenţelor joase schema poate fi simplificată ca în fig. 2b, deoarece se poate considera $\omega L_e << R_e$ şi $Z_{ar} \approx m_{ar}$

În figură prin: $C'=m'/(B1)^2$ s-a ţinut cont şi de masa de radiaţie ($m'=m+2m_{ar}$).

Din această schemă simplificată se poate deduce expresia impedanţei de intrare a difuzorului:

$$Z_d = R_e + \frac{j\omega RL}{R + j\omega L + (j\omega)^2 LC'R}$$

Ţinând cont că $LC'=1/\omega^2_0$ şi $\omega_0 C'R = Q_m$ - factor de calitate mecanic, expresia impedanţei de intrare devine:

$$Z_d = R_e + R\frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q_m}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q_m} + 1}$$

Împărţind prin R_e şi ţinând cont că $\omega_o C'Re$ este tocmai factorul de calitate electric Qe, se obţine impedanţa de intrare raportată de forma:

$$z_d = Z_d / R_e = 1 + \frac{Q_m}{Q_e}\frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q_m}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q_m} + 1}$$

Reprezentată grafic funcţie de frecvenţă, impedanţa raportată are forma din fig. 3.

Curba trece printr-un maxim z_0 la frecvenţa de rezonanţă f_0 şi apoi după un minim, creşte uşor cu frecvenţa datorită inductanţei L_e a bobinei, inductanţă care a fost neglijată în expresia impedanţei Z_d. Pentru determinarea cu precizie a acestui maxim, în practică se ţine seama de simetria curbei, care pentru un acelaşi dezacord deasupra sau dedesubtul frecvenţei f_0, prezintă aceeaşi valoare a impedanţei: $z_1=z_d(f_+)=z_d(f_-)$. Scara de frecvenţă fiind logaritmică se poate calcula frecvenţa de rezonanţă cu:

$f_0=\sqrt{f_+ f_-}$

La frecvenţa de rezonanţă impedanţa raportată a difuzorului este:

$z_0=z_d(f_0)=1+Q_m/Q_e$

De aici rezultă: $Q_e=Q_m/(z_0-1)$.

Valoarea impedanţei raportate la frecvenţele de dezacord simetric se poate scrie:

$$z_1 = \frac{1+\left(\frac{f_+}{f_0}\right)^2 + \frac{jf_+}{f_0}\frac{z_0}{Q_m}}{1+\left(\frac{f_+}{f_0}\right)^2 + \frac{jf_+}{f_0}\frac{1}{Q_m}}$$

Ţinând cont că modulul acestei impedanţe este:

$z_1=\sqrt{z_1 z_1^*}$

şi $f^2_0=f_+ f_-$

se poate exprima factorul de calitate mecanic:

$$Q_m = \frac{f_0}{f_+ - f_-}\sqrt{\frac{z_0^2 - z_1^2}{z_1^2 - 1}}$$

Adoptând pentru z_1 valoarea $\sqrt{z_0}$ rezultă:

$$Q_m = \frac{f_0}{f_+ - f_-}\sqrt{z_0}$$

Factorul de calitate total este în aceste condiţii:

$Q_t=Q_mQ_e/(Q_m+Q_e) = Q_m/z_0$

Aceleaşi considerente sunt valabile şi pentru difuzorul montat într-o incintă închisă (mărimile vor conţine la indice, ca notaţie, şi litera i). Ridicând deci caracteristicile impedanţelor de intrare ale difuzorului liber şi montat într-o incintă închisă, goală, de volum cunoscut V_c, se pot compara frecvenţele de rezonanţă în cele două situaţii:

$$\frac{f_{oi}}{f_o} = \sqrt{\frac{m'_a C_e}{m'_{ai} C_{ai}}} = \sqrt{\frac{m'_a}{m'_{ai}}(1+\alpha)}$$

S-a ţinut cont că $C_{ai}=C_a/(1+\alpha)$; - factorul de elasticitate (exprimă influenţa cutiei asupra elasticităţii sistemului).

Ştiind că $m'_a/m'_{ai}=C'/C'_i$ şi ţinând cont de expresia factorilor de calitate electrici se poate deduce valoarea coeficientului de elasticitate a incintei utilizate:

$$\alpha = \frac{f_{oi}Q_{ei}}{f_0 Q_e} - 1$$

Se poate acum determina volumul de aer echivalent elasticităţii mecanice a difuzorului $V_a = \alpha V_c$

Din $C'=m_a(S/B1)^2$ ţinând cont de expresiile factorului de calitate electric Q_e, a frecvenţei de rezonanţă şi a volumului de aer echivalent $V_a = \rho c^2 Ca$, se obţine coeficientul de cuplaj electrodinamic al difuzorului:

$$Bl = \sqrt{\frac{R_e S^2 \rho c^2}{\omega_0 V_a Q_e}}$$

ρ - densitatea aerului;

c - viteza sunetului în aer.

Volumul de deplasare de vârf (al masei de aer deplasate de membrană), datorat elongaţiei maxime este $V_d = S\xi_{max}$.

Această elongaţie depinde de debitul maxim în banda de trecere a difuzorului (când presiunea acustică nu depinde de frecvenţă), care este dat de:

$q_{max}=SU_{gmax}/Q_eB1$,

unde U_{gmax} este tensiunea maximă admisibilă aplicabilă difuzorului:

$U_{gmax}=\sqrt{P_n Z_n}\sqrt{2}$;

P_n - puterea nominală a difuzorului ;

Z_n - impedanţa nominală.

Deci:

$$V_d = \frac{S\sqrt{P_n Z_n}\sqrt{2}}{\omega_o Q_e Bl} = \frac{S\sqrt{2P_n Z_n}}{\omega_o Q_e Bl}$$

Ceilalţi parametri acustici şi/sau mecanici rezultă în continuare imediat: $C_a=V_a/\rho c^2$; $m_a=\rho c^2/w^2_0 V_a$; $R_a=(B1)^2 Q_e/S^2 Q_m R_e$, iar C_m, m şi R_m din aceştia, ţinând cont de coeficientul de cuplaj mecano-acustic S^{-1}.

Deci cunoscând puterea nominală a difuzorului şi suprafaţa membranei, prin câteva măsurători asupra impedanţei de intrare a difuzorului liber şi montat într-o incintă închisă de volum cunoscut se pot determina toţi parametrii de semnal mic ai difuzorului. Cu parametrii astfel determinaţi se poate trece la un calcul exact al incintelor acustice necesare.

Pentru a putea trasa caracteristica impedanţei de intrare funcţie de frecvenţă, se va transforma un generator de semnal sinusoidal de tensiune în generator de curent înseriind difuzorul cu un rezistor de valoare mult mai mare decât impedanţa sa(fig.4).

Se va proceda astfel:

— se fixează pentru tensiunea de ieşire din generatorul de semnal (GS) o valoare cuprinsă între 3 ÷ 5V, care se păstrează constantă în toată gama de frecvenţe;
— se reprezintă grafic impedanţa raportată a difuzorului funcţie de frecvenţă (la scară logaritmică). Frecvenţa se modifică de la 30Hz (sub frecvenţa de rezonanţă) la ordinul KHz. Rezistenţa electrică a bobinei la care se face raportarea se măsoară cu ohmmetrul sau cu o punte de curent continuu.
— se determină cu precizie valoarea maximă z_0 a impedanţei raportate făcând mai multe determinări în jurul frecvenţei de rezonanţă;

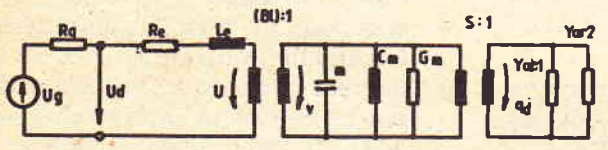


Fig. 1

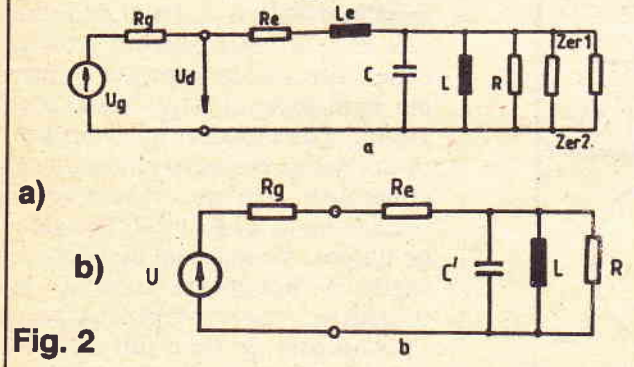


Fig. 2

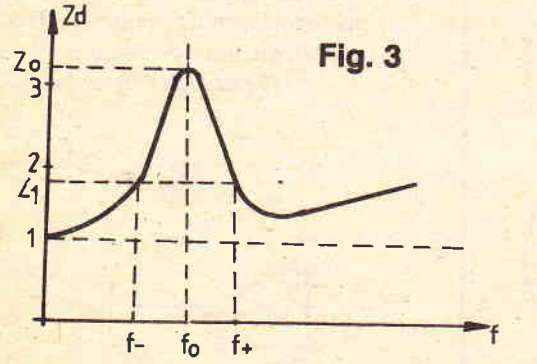


Fig. 3

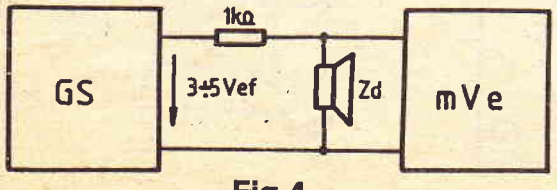


Fig.4

— se calculează valoarea $z_1=\sqrt{z_0}$;
— se citesc din grafic cele două valori ale frecvenţelor corespunzătoare acestei impedanţe. Pentru exactitate se măsoară frecvenţele pentru care impedanţa raportată ia valoarea z_1;
— se determină frecvenţa de rezonanţă ca medie geometrică a acestor frecvenţe;
— se calculează factorii de calitate mecanic Q_m şi electric Q_e;
— se repetă măsurătorile cu difuzorul montat într-o incintă goală (necapitonată, $\beta=1$), de volum cunoscut Vc (volumul interior al cutiei din care se scade volumul ocupat de difuzor - volum net de aer);
— se calculează din nou frecvenţa de rezonanţă f_{0i}, factorul de calitate mecanic Q_{mi} şi factorul de calitate electric Q_{ei} ;
— se calculează coeficientul de elasticitate a cutiei α;
— se determină volumul de aer echivalent elasticităţii mecanice a difuzorului V_a;
— se calculează produsul B1 - coeficientul de cuplaj electro-mecanic al difuzorului;
— se calculează volumul de deplasare de vîrf V_d.

Aceste mărimi sunt suficiente pentru a putea duce la bun sfârşit calculul unei incinte închise după modelul prezentat în articolul din numărul anterior. Celalte mărimi acustice şi mecanice se vor determina în măsura în care cititorul este interesat pentru modelarea pe calculator a difuzorului şi a incintei proiectate.

Utilizând această metodă s-a măsurat difuzorul P21633 de 3VA şi 4Ω de tip eliptic cu diagonalele de 10cm şi 15cm, deci o arie a proiecţiei suprafeţei membranei de aproximativ 75cm^2. S-au obţinut următoarele rezultate:

a) pentru difuzorul liber:

$R_e=3,2\Omega$; $Z_0=13,8\Omega$; $z_0=4,32\Omega$; $z_1=2,07$; $f_+=100Hz$ $f_-=70Hz$

Rezultă:

$$f_0=\sqrt{f_+f_-}=83,6Hz$$

$$Q_m=\frac{f_0}{f_+-f_-}\sqrt{z_0}=5,77$$

$$Q_e=\frac{Q_m}{z_0-1}=1,74$$

$$Q_t=\frac{Q_m}{z_0}=1,33$$

b) pentru difuzorul montat într-o incintă închisă cu dimensiunile 32 × 32 × 20cm = 20,5dm^3, procedând la fel se obţine:

$z_{0i}=2,16$;
$\sqrt{z_{oi}}=1,46$;
$f_+=145Hz$;
$f_-=110Hz$;
$f_{0i}=126,3$;
$Q_{mi}=5,26$
$Q_{ei}=4,53$;
$Q_{ti}=2,43$.

Se pot acum calcula:

$\alpha=2,93$; $V_{as}=58,6dm^3$;
$(B1)=0,68$; $V_d=0,0584dm^3$.

Avem astfel toate elementele necesare dimensionării incintei.

Bibliografie

1. M. Rossi - Electroacoustique. Presse Polytechnique Romande, Lausane, 1986

2. D. Stanomir - Aplicaţii la cursul de electroacustică. Rotaprint IPB, 1977

◆

CIRCUITE EGALIZOARE

ing. Petre Nicolae

(Continuare din numărul trecut)

La acţionarea cursorului potenţiometrului P1 spre condensatorul C4 semnalele corespunzătoare frecvenţei de 31,25Hz vor fi puse la masă prin componentele C4, C7, L1 şi R15, deci la ieşirea egalizorului le vom găsi puternic atenuate. Deplasarea cursorului în sens invers va avea ca efect amplificarea puternică a frecvenţei de 31,25Hz şi a celor învecinate acesteia. Cablajul imprimat şi desenul de amplasare a pieselor sunt reprezentate în figurile 16 şi 17.

Pentru constructorii amatori, problema dificilă o reprezintă realizarea bobinelor. În acest sens se recomandă utilizarea oalelor de ferită inscripţionate. Pentru realizarea bobinei cu inductanţă L1=5,08H se va alege ferita cu indicativul O26×17A5 care are inductanţa specifică dată în catalog de 4900nH/spiră^2. Dacă se bobinează 1000 de spire, inductanţa bobinei va fi:

$L=4900\times10^{-9}\times1000^2=4,9H$,

valoare apropiată de cea căutată.

Utilizarea bobinelor în schemele egalizoarelor poate fi evitată folosind celule de tip inductanţe simulate. În fig. 18 este prezentat un astfel de circuit şi echivalentul său.

Valoarea frecvenţei de rezonanţă a filtrului se calculează cu formula:

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

În fig. 19 este prezentat un egalizor de frecvenţă cu inductanţe simulate care conţine amplificatoare operaţionale de tipul βM 324. Frecvenţele pe care lucrează filtrele sînt: 50Hz; 100Hz; 200Hz; 400Hz; 800Hz; 1,6KHz; 3,2KHz; 6,4KHz şi 12,8KHz. Este deci un egalizor cu 9 canale de reglare a frecvenţei şi o eficacitate de ±15dB. Alimentarea circuitelor integrate se face cu o tensiune dublă de ±15V. Semnalul maxim admis la intrare este de 500mV/150KΩ. Schema conţine 3 părţi mari: etajul de intrare format cu amplificatorul A1-1, etajul de ieşire care conţine amplificatorul A1-4 şi etajul corector de frecvenţă format din amplificatorul A1-2. Acesta mai are rol şi de sumator. Între intrarea inversoare şi cea neinversoare sunt conectate prin intermediul potenţiometrelor R13 ... R21 celulele de filtrare. Acestea sunt de tipul LC serie cu inductanţe simulate şi realizate cu amplificatoare operaţionale de tipul βM 324. În poziţia mediană a cursoarelor, caracteristica de răspuns în frecvenţă a egalizorului este plată.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 17

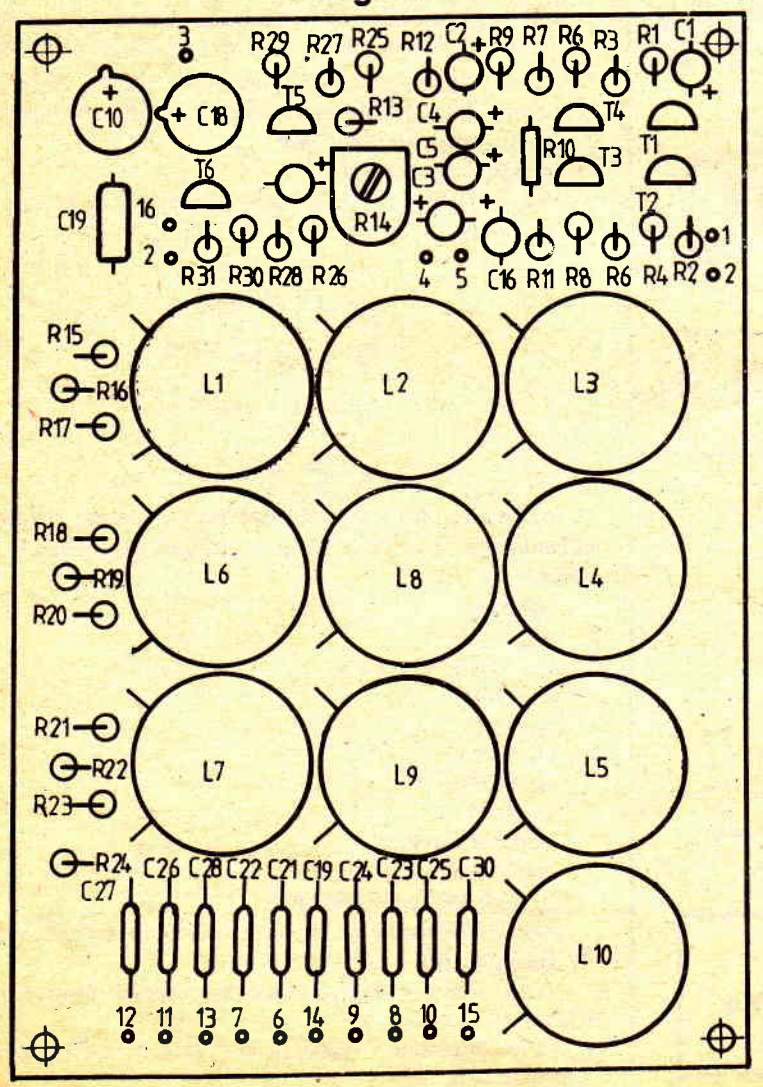


Fig. 18

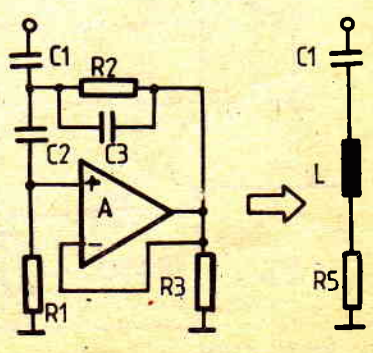
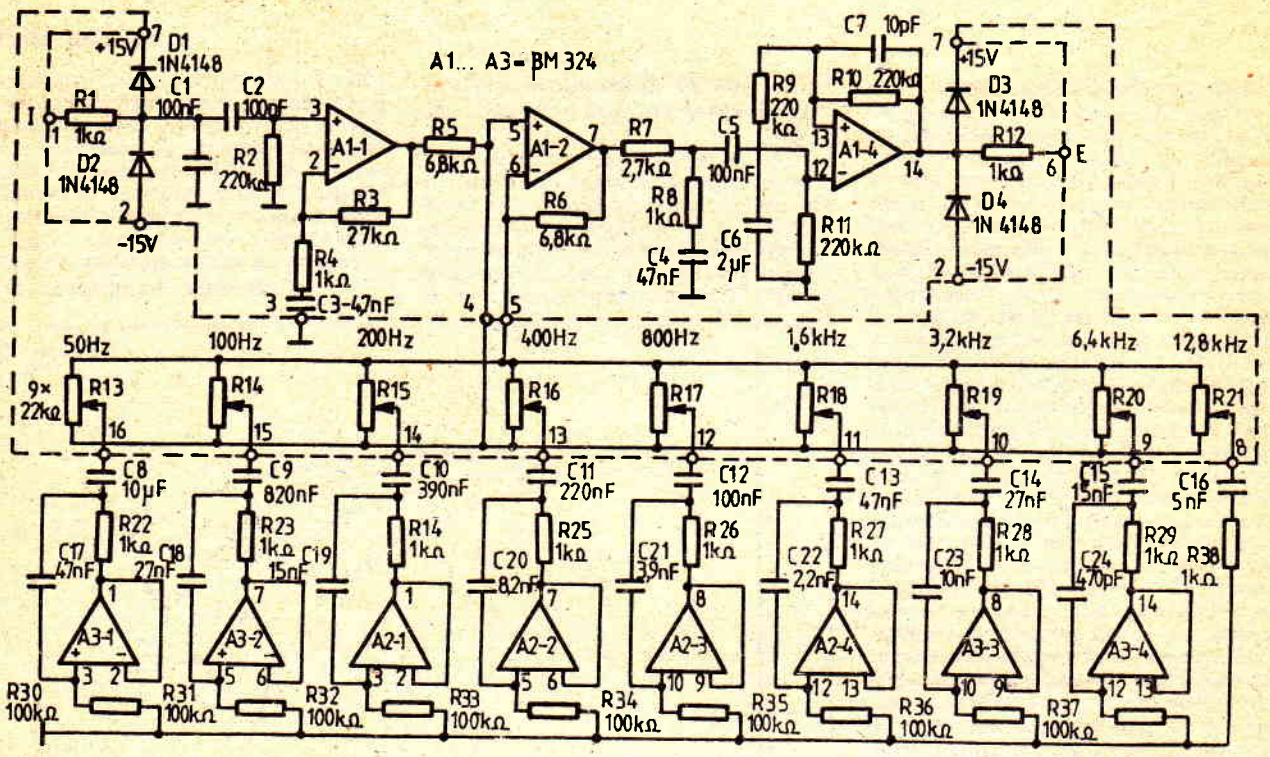


Fig. 19



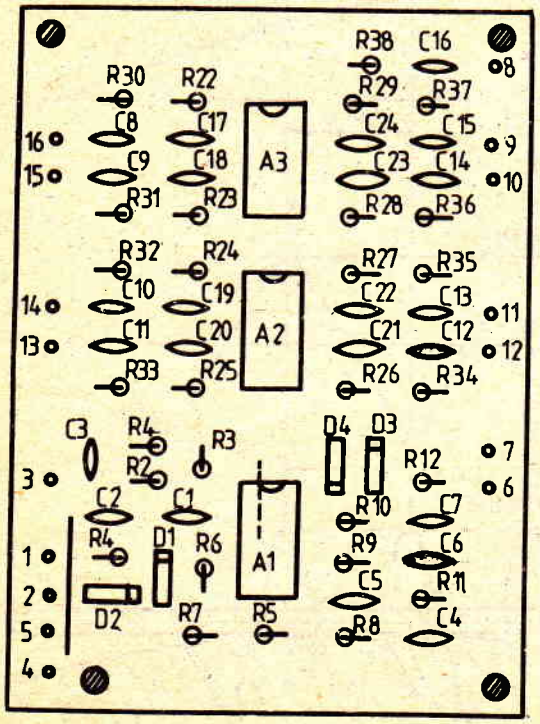


Fig. 20

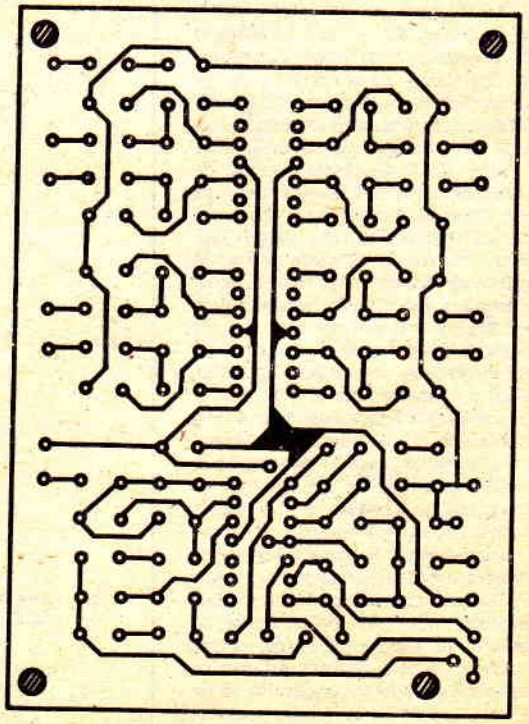


Fig. 21

ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Emil Marian

(Continuare din numărul trecut)

Dacă întrefierul capului magnetic de înregistrare este prea îngust, adâncimea de pătrundere a câmpului magnetic destinat polarizării de înaltă frecvenţă scade rapid. În această situaţie straturile adânci ale benzii magnetice se înregistrează fără polarizare, fapt care duce la apariţia unor distorsiuni neliniare mari ale semnalului audio înregistrat. Potrivit acestor considerente lăţimea întrefierului capului magnetic de înregistrare nu poate fi redusă prea mult. Un alt aspect important îl constituie micşorarea permeabilităţii magnetice efective a miezului magnetic propriu capului magnetic de înregistrare, la frecvenţe înalte. Efectul se datorează fenomenului de expansiune a liniilor de forţă proprii fluxului magnetic spre suprafaţa materialului. Acest lucru se datorează curenţilor turbionari ce apar în miezul magnetic, efect cu atât mai accentuat cu cât grosimea tolelor din care este construit miezul magnetic este mai mare. Consecinţa imediată este mărirea artificială a reluctanţei circuitului magnetic, scăderea fluxului magnetic care circulă prin miez, deci implicit atenuarea tensiunii electromotoare la redarea frecvenţelor înalte. În vederea reducerii acestui efect, tolele din care este alcătuit miezul magnetic propriu capetelor magnetice de imprimare şi redare trebuie să aibă o grosime cât mai mică.

1.7.4. Efectul aderenţei imperfecte a benzii magnetice

S-a precizat faptul că o bandă magnetică înregistrată se poate considera ca fiind compusă dintr-o serie de magneţi elementari, fiecare ocupând o porţiune egală cu jumătate din lungimea de undă a semnalului audio înregistrat (vezi fig. 20). Odată cu mărirea frecvenţei, lungimea magneţilor elementari devine tot mai mică. Pe măsură ce creşte frecvenţa, liniile de forţă ale fluxului magnetic util generat de magneţii elementari se închid tot mai aproape de suprafaţa benzii magnetice. Datorită acestui fapt, o deplasare oricât de mică a benzii magnetice faţă de capul magnetic de redare duce la micşorarea tensiunii electromotoare induse. Datorită acestui fapt banda magnetică trebuie să adere perfect la capul magnetic de redare pentru reproducerea cât mai exactă a informaţiei stocate prin înregistrare. Îndepărtarea benzii magnetice de capetele magnetice poate fi cauzată de murdărirea lor în timp de praf, de depunerea electrostatică a particulelor de praf pe bandă, de o ghidare mecanică defectuoasă a benzii etc. Îndepărtarea benzii magnetice de capul magnetic de redare poate fi permanentă, periodică sau accidentală. În cazul în care ea este permanentă, se produce o atenuare a tensiunii electromotoare induse cu efecte deosebit de importante în zona frecvenţelor înalte. Fenomenul este prezentat de diagramele din fig. 21. În cazul unor îndepărtări periodice sau accidentale, în timpul redării apare un zgomot deosebit de neplăcut. Din cele expuse anterior rezultă că este absolut necesar ca banda magnetică şi capetele magnetice să fie menţinute într-o stare de curăţenie perfectă. Concomitent, sistemul de antrenare şi poziţionare mecanică a benzii magnetice trebuie să asigure aderenţa perfectă a acesteia la capetele de înregistrare şi redare.

1.7.5. Efectul dimensiunii finite a întrefierului capului magnetic de redare.

Pentru capul magnetic de redare s-a presupus iniţial că întrefierul este foarte mic (de ordinul zecilor de microni) iar fluxul magnetic la un moment dat, generat de magneţii elementari aflaţi pe banda magnetică înregistrată (fig. 20), poate fi considerat constant. În realitate nu se poate realiza fizic un astfel de întrefier, care în mod obişnuit la un cap magnetic de redare relativ perfecţionat are lăţimea de cîţiva microni. Datorită faptului că în timp capul magnetic de redare se uzează din punct de vedere mecanic, lăţimea lui fizică se măreşte. De la o anumită viteză de antrenare a benzii magnetice, la frecvenţele înalte, lăţimea finită a întrefierului poate deveni comparabilă cu lungimea de undă a semnalului înregistrat.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 21

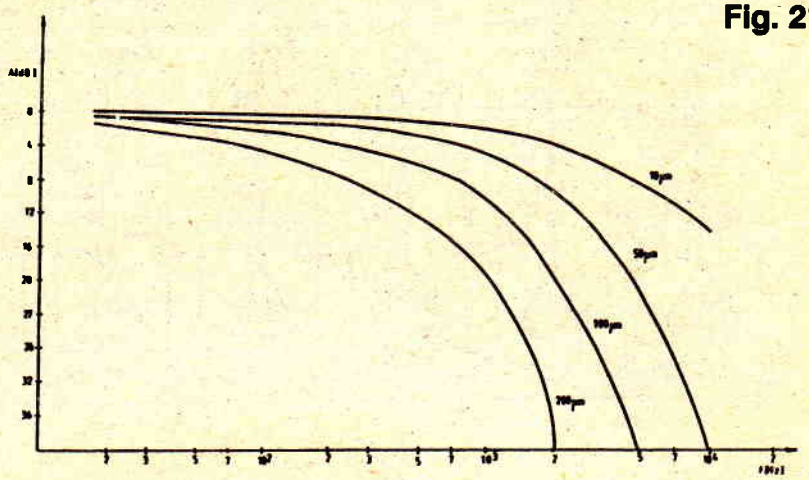
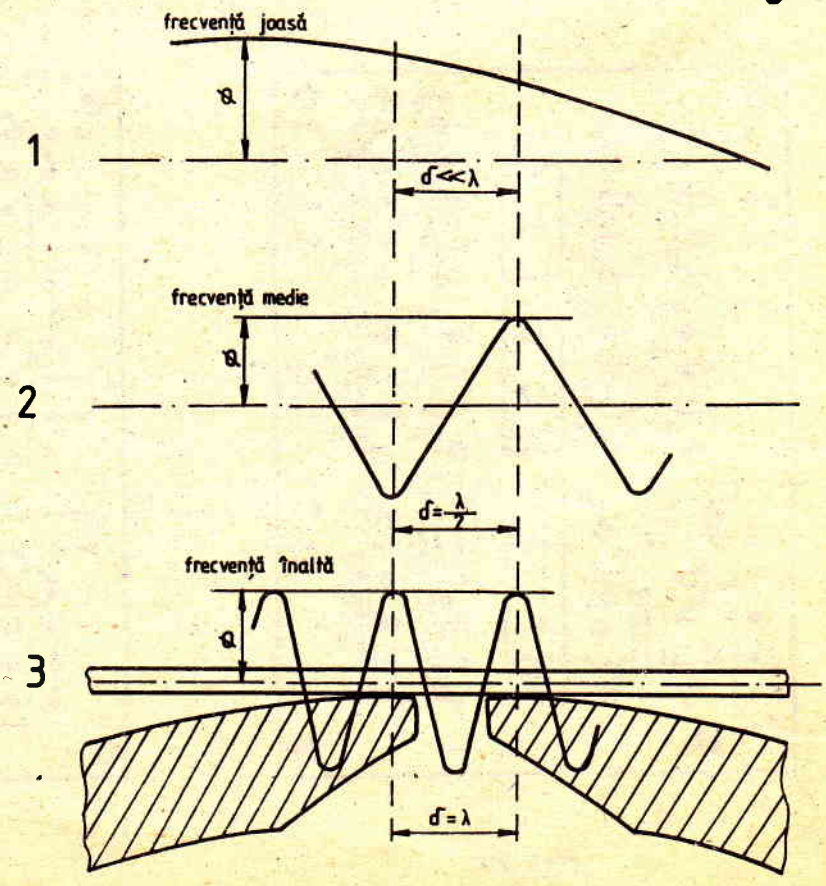


Fig. 22



SUPER HI-FI PHONO PREAMPLIFIER

ing. Marin Amlei

(Continuare din numărul trecut)

Aceste considerente impun în mod practic în vederea obţinerii unei amplificări cu distorsiuni cît mai mici ale semnalului de intrare:

— folosirea unei scheme electrice care să includă amplificatoare diferenţiale realizate cu perechi de tranzistoare având parametrii electrici cât mai apropiaţi;
— utilizarea obligatorie a reacţiei negative în scopul minimizării distorsiunilor.

În fig. 2 este prezentat modul de variaţie a coeficientului THD în funcţie de banda de frecvenţă în care lucrează preamplificatorul şi nivelul amplificării, practic nivelul semnalului de ieşire. Sunt prezentate diagramele teoretice (reprezentate cu linie întreruptă) şi diagramele obţinute în urma unor măsurători fizice. Din analiza diagramelor rezultă că distorsiunile THD cresc odată cu creşterea frecvenţei semnalului audio amplificat. Creşterea începe să fie prezentă de la o frecvenţă superioară celei de 10KHz. Măsurătorile au ca bază utilizarea unui montaj în care lipseşte reacţia negativă. De aici apar următoarele implicaţii de ordin practic:

— utilizarea obligatorie în cadrul schemei electrice a reacţiei negative, în scopul minimizării distorsiunilor;
— utilizarea reacţiei negative locale, la fiecare dintre blocurile funcţionale amplificatoare, în scopul obţinerii unei amplificări finale care să fie rezultatul unei multiplicări de amplificări separate ale unor blocuri amplificatoare distincte.

Rezultă faptul că schema electrică trebuie să conţină o serie de etaje de amplificare, care să prezinte fiecare o amplificare foarte mare în buclă deschisă, amplificare redusă de reacţia negativă locală. Amplificarea finală se obţine cumulând amplificările blocurilor electrice amplificatoare distincte înseriate, care prezintă separat o amplificare relativ mică, dar au avantajul incontestabil de generare a unor distorsiuni THD şi TID minime.

Caracteristica de transfer intrare-ieşire pentru un semnal electric furnizat de o doză de pick-up este reglementată de prescripţiile normativului RIAA. În tabelul 1 sunt prezentate detaliat amplificările în întreaga bandă de audiofrecvenţă, iar în fig. 3 alura caracteristicii de transfer RIAA.

Se observă că între extremităţile benzii de audiofrecvenţă există o diferenţă de amplificare de cca. 40dB. Considerînd ca nivel de referinţă 0dB amplificarea la frecvenţa de 1KHz, care în mod practic trebuie să fie de 20dB, se obţine în final o dinamică maximă a amplificării preamplificatorului de cca. 60dB. Analizând caracteristicile electrice de catalog ale circuitului integrat βM381 AN, se observă că amplificarea în buclă deschisă pentru cele două amplificatoare operaţionale este de cca. 100dB. Având în vedere cele expuse anterior, pentru aplicarea unei reacţii negative capabile de a asigura un minim de distorsiuni, mai ales în zona semnalelor de audiofrecvenţă situate la limita inferioară a benzii audio (zona

Fig. 5

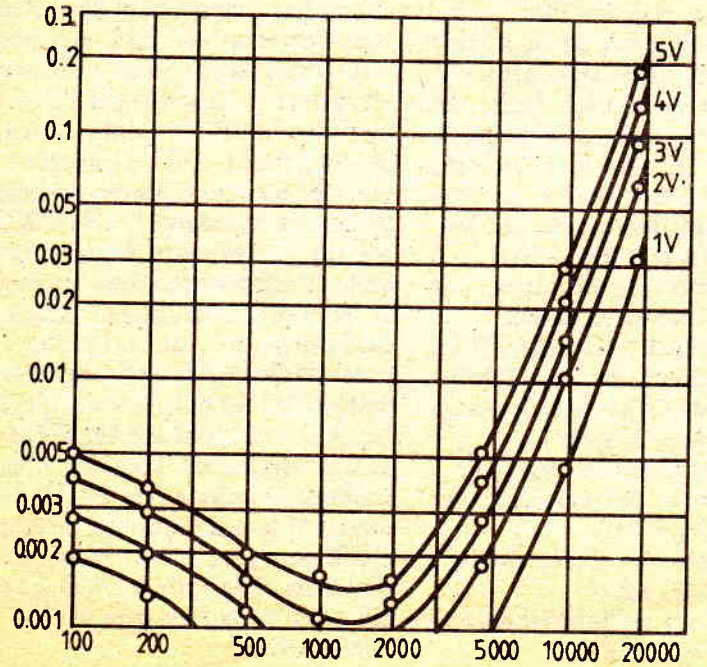
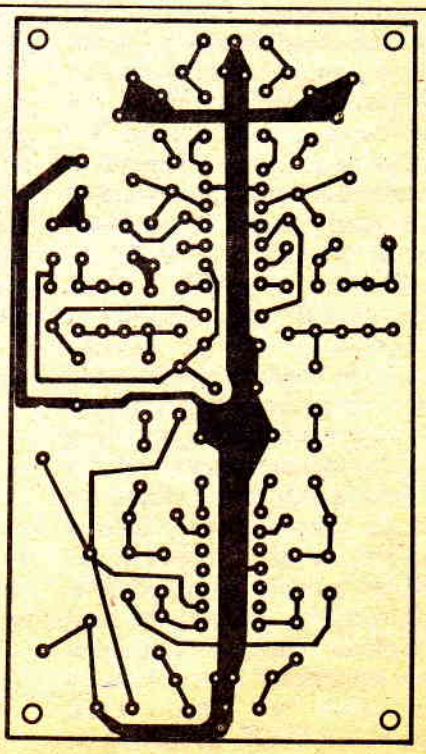


Fig. 6



frecvenţelor joase) pentru rezolvarea problemei se impune automat soluţia realizării unei cascade de două amplificatoare operaţionale. Fiecare dintre ele realizează o amplificare bine definită de o puternică reacţie negativă locală, rezultatul final fiind amplificarea cerută cu un minim de distorsiuni THD şi TID. Schema electrică a preamplificatorului este prezentată în fig. 4. Semnalul de intrare de la doza electromagnetică se aplică, prin intermediul condensatorului C1, la intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional βM381AN. Rezistorul R1 are rolul de adaptare între impedanţa de ieşire a dozei electromagnetice şi impedanţa de intrare a pramplificatorului. Etajul de intrare diferenţial aflat în structura internă a amplificatorului operaţional βM381AN este astfel alimentat încât să prezinte caracteristici de zgomot minim. În acest scop a fost prevăzut grupul R5C5R6. Condensatorul C3 produce o limitare a amplificării în zona care depăşeşte limita superioară a benzii de audiofrecvenţă ($f \geq 20KHz$) sporind astfel stabilitatea generală a preamplificatorului. Concomitent se evită distorsiunile de tip THD şi TID, prevenind categoric pericolul de apariţie a unor oscilaţii nedorite în timpul regimurilor tranzitorii de funcţionare. Amplificarea în curent continuu proprie primului etaj de amplificare este stabilită cu potenţiometrul semireglabil R6. Amplificarea în curent alternativ a primului etaj de amplificare include o buclă de reacţie negativă formată din grupul R8 R9 C6 C7 C8 şi R3 C2, dimensionate astfel încît amplificatorul să deţină o caracteristică de transfer intrare-ieşire conform normativului RIAA. Grupul de rezistori R7 şi R10 a fost prevăzut pentru sporirea stabilităţii funcţionării montajului în zona frecvenţelor înalte. Printr-un astfel de amplasament, ieşirea amplificatorului operaţional βM381AN "vede în permanenţă" o sarcină rezistivă, funcţionarea fiind foarte stabilă. Amplificarea primului etaj de amplificare la frecvenţa de 1KHz este de cca. 18dB ($A_{1KHz}=1+R9/R3$). Semnalul de intrare amplificat de primul etaj de amplificare, având o caracteristică de transfer de tip RIAA, se aplică celui de-al doilea etaj amplificator care include un circuit integrat de tipul βM381. Semnalul se aplică pe intrarea inversoare a amplificatorului operaţional, prin intermediul grupului C10R12. Acest al doilea etaj de amplificare este de tip ultraliniar, prezentînd întreaga bandă de audiofrecvenţă ($THD \leq 0,005\%$). Amplificarea celui de-al doilea etaj de amplificare este $A_2=20dB$. În acest fel am obţinut amplificarea finală a preamplificatorului, variind între cca. 20 şi 60dB, conform normativului RIAA, cu distorsiuni THD şi TID deosebit de mici, practic insesizabile. În fig. 5 este prezentat modul de variaţie a coeficientului THD în funcţie de frecvenţă şi de amplitudinea semnalului de intrare. Se observă că la frecvenţa de 10KHz, pentru un semnal de intrare foarte mare, coeficientul THD atinge doar valoarea de 0,03%, valoare extrem de greu de măsurat practic, ce de fapt reflectă inexistenţa distorsiunilor din punct de vedere audio. Semnalul de ieşire al celui de-al doilea etaj de amplificare este transmis la ieşirea preamplificatorului prin intermediul grupului C14R15. Pentru filtrajul tensiunii de alimentare $U_A=+24V$ s-au prevăzut condensator de filtraj general C13, condensatoarele C4 şi C12 amplasate fizic în imediata apropiere a pinilor circuitelor integrate şi filtrajul special R11 C9 pentru primul etaj de amplificare care include circuitul integrat βM381AN.

Performanţele electrice ale montajului sunt următoarele:

- impedanţa de intrare $Z_i=47K\Omega$;
- impedanţa de ieşire $Z_e=10K\Omega$;
- banda de frecvenţă de lucru $\Delta f=10Hz \div 22KHz$;
- semnalul de intrare $U_i=5mV$;
- capacitatea de supraîncărcare $A_s=30dB/1KHz$;
- distorsiuni armonice totale $THD \leq 0,002\%/1KHz$;
- distorsiuni de intermodulaţie $TID \leq 0,001\%/1KHz$;
- raportul semnal-zgomot $S/N \geq 75dB$;
- caracteristica de transfer: RIAA;
- tensiunea de alimentare a montajului $U_A=+24V$.

Realizare practică şi reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Schema cablajului imprimat este prezentată în fig. 6 iar modul de amplasare a componentelor electrice este prezentat în fig. 7. După realizarea cablajului imprimat, componentele electrice se plantează cu toată grija, neuitând a se face o verificare iniţială electrică şi mecanică a fiecăreia dintre ele. După montarea componentelor electrice intrările celor două canale informaţionale L şi R se ştrapează (se conectează la masă) şi apoi montajul se alimentează de la sursa de tensiune U=24V, stabilizată şi foarte bine filtrată. Se măsoară tensiunea pe pinul 7 (8) al amplificatorului operaţional conţinut de circuitul integrat βM381AN cu ajutorul unui voltmetru de curent continuu, acesta având o impedanţă mare de intrare ($Z_i=1M\Omega$). Se acţionează cursorul potenţiometrului semireglabil R2 până când valoarea tensiunii măsurate pe pinul 7 (8) devine U7,8=11V. Reglajul se realizează pentru fiecare dintre cele două amplificatoare operaţionale incluse în circuitul integrat βM381AN. După acest lucru se deconectează alimentarea montajului, se înlătură ştrapul de la intrarea lui şi cu ajutorul unui osciloscop, unui voltmetru electronic şi al unui generator de audiofrecvenţă se poate ridica o caracteristică de transfer a preamplificatorului pentru un semnal de intrare standard (5mV, 47KΩ). Modul de realizare a montajului destinat măsurătorilor este prezentat în fig. 8. Realizând practic diagrama caracteristicii de transfer a preamplificatorului pentru fiecare dintre cele două canale informaţionale L şi R, se observă că diferenţele faţă de caracteristica de transfer ideală (impusă de normativul RIAA, vezi tabelul 1) nu sunt mai mari de 0,5dB. După aceste modificări montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie din tablă de fier cu pereţii groşi de minim 0,5mm.

(Continuare în numărul viitor)

COMANDĂ CU PRAG PENTRU MICROFON

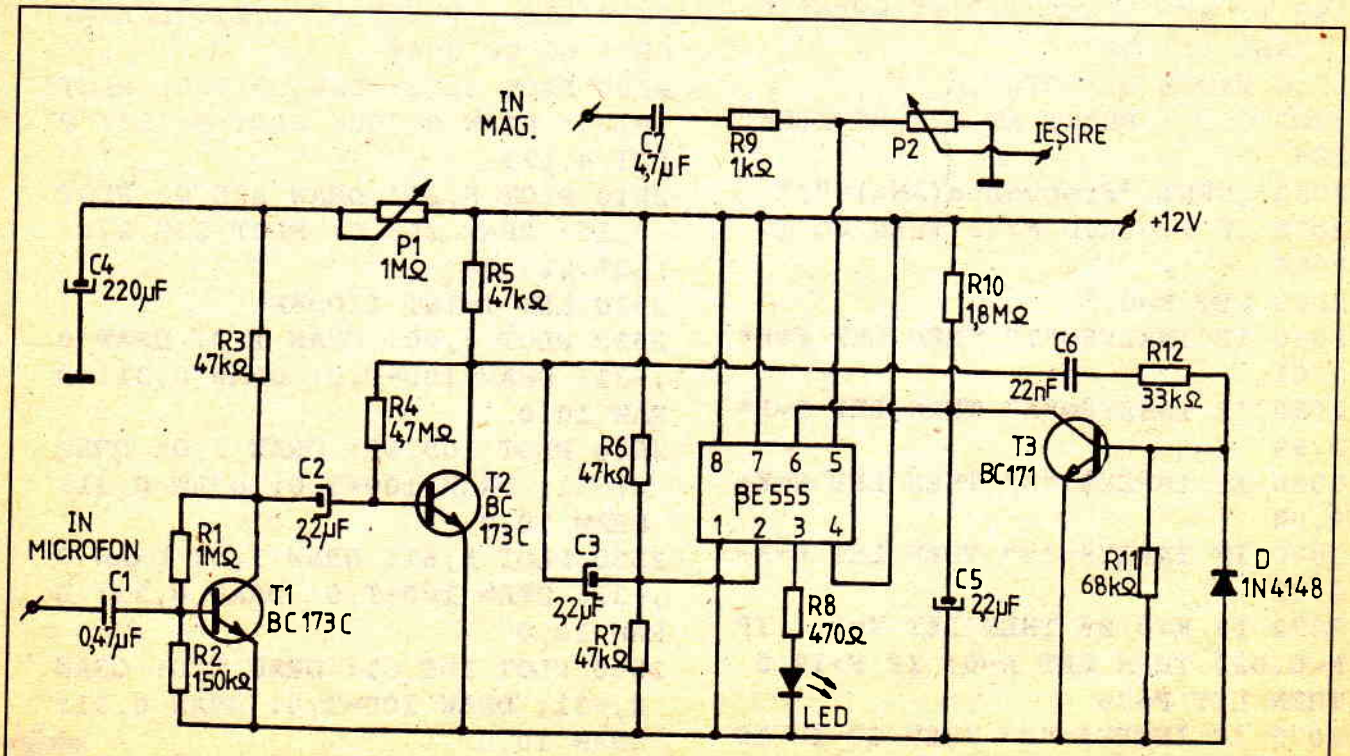
ing. Cristian Ivanciovici

Cu ajutorul a 3 tranzistoare obişnuite şi al unui circuit integrat se poate realiza o comandă pentru microfon.

Schema este cea din figură, particularitatea ei constând în faptul că nu este deblocată calea semnalului provenit de la microfon decât dacă amplitudinea lui depăşeşte un anumit prag. Acest lucru este necesar în cazul în care comanda este folosită în locuri cu un nivel ridicat al zgomotului de fond şi care ar fi supărător să fie amplificat în lipsa unui semnal util; un exemplu de utilizare ar fi conectarea unuia sau mai multor montaje identice la mixerul unei discoteci.

Analizând schema putem constata că tranzistoarele T1 şi T2 formează preamplificatorul de microfon, iar semnalul de la ieşire (colectorul lui T2) este injectat în pinul 2 al circuitului integrat. Schema trebuie să asigure deblocarea căii practic concomitent cu apariţia unui semnal util pe intrare şi să menţină funcţionarea încă aproximativ 5 secunde din momentul în care scade sub pragul de anclanşare. Acest lucru este necesar pentru a evita întreruperile între două fraze succesive. Intervalul acesta de timp este dat de valorile condensatorului C5 şi rezistorului R10. În perioada în care calea de semnal nu este blocată, tranzistorul T3 este deschis şi C5 se descarcă prin el masă. Când semnalul util dispare, T3 se blochează şi C5 începe să se încarce prin R10. Durata acestei încărcări determină întârzierea. Dacă T3 are un factor mic de amplificare (de exemplu un BC 171A) rezistorul R12 poate fi eliminat. Pinul 3 comandă aprinderea unui LED (înseriat cu rezistorul R8) care avertizează intrarea în funcţiune a microfonului.

Pragul de anclanşare se reglează din potenţiometrul P1, care modifică polarizarea în c.c. a etajului preamplificator. Pinul 7 al circuitului integrat este legat la capătul cald al potenţiometrului de volum al mixerului. În starea de aşteptare acest capăt cald este pus la masă, iar în momentul comutării, pinul 7 se va găsi la un potenţial pozitiv. Valoarea lui P2 este în funcţie de mixerul folosit, de aceea nu s-a reprezentat pe figură. Rezistorul R9=1KΩ are rolul de sarcină pentru etajul ce precede mixerul (casetofon, pick-up, disc compact, etc.), evitând astfel scurtcircuitarea ieşirii când pinul 7 este la masă. ◆



GENERATOR - FRECVENŢMETRU CU SPECTRUM (CIP)

Petru Demian

(Continuare din numărul trecut)

```
1130 PRINT #1;"Daca continuati a
pasati o tasta"
1140 PAUSE 0
1160 CLS : PRINT AT 3,2:"DESCRIE
RE FRECVENTMETRU"
1180 PRINT AT 6,0;"Domeniu de fr
ecventa "
1185 PRINT AT 8,0;" f=10HZ..30KH
Z"
1186 PRINT AT 21,0;"0-Revenire m
eniu"
1190 PRINT #1;"Daca continuati a
pasati o tasta"
1200 PAUSE 0
1210 CLS : PRINT AT 4,1;"  semn
alul  cu  frecventa  necunosc
uta  se introduce pe  pinul ";
 FLASH 1;"3"; FLASH 0;" al mufei
 ";FLASH 1;"CAS"
1215 PRINT AT 7,1;"Generatorul f
urnizeaza semnal  pe pinul "; FL
ASH 1;"1"; FLASH 0;" al mufei ";
 FLASH 1;"CAS"
1230 PAUSE 0: GOTO 10
2000 CLS : PRINT AT 2,2;"GENERAT
OR"
2020 INPUT "Frecventa(KHz)=";F
2025 IF F<0 AND F>20 THEN GO TO
2020
2030 LET K=0.5
2040 IF INKEY$="7" THEN LET F=F*
1.01
2050 IF INKEY$="6" THEN LET F=F*
0.99
2060 IF INKEY$="8" THEN LET K=K+
0.08
2070 IF INKEY$="9" THEN LET K=K-
0.02
2072 IF K>0.98 THEN LET K=1:  IF
K<0.025 THEN LET K=0: IF F>19.5
THEN LET F=20
2075 IF INKEY$="0" THEN GO TO 10
2080 LET A=3500/F
2090 LET N1=INT ((K*A/26)-1.77)
2100 LET N0=INT (A/26-4)-N1
2110 LET N1H=INT (N1/255)
2120 LET N1L=N1-N1H*255
2130 LET N0H=INT (N0/255)
2140 LET N0L=N0-N0H*255
2150 POKE 40961,N1H: POKE 40960,
N1L: POKE 40963,N0H: POKE 40962,
N0L
2155 GO SUB 2500
2160 LET F=3500/(26*(N1+N0)+104)
2170 LET K=(26*N1+46)/(26*(N1+N0
)+104)
2180 PRINT AT 20,1;"Frecventa(KH
Z)=";F: PRINT AT 20,21;"
2190 PRINT AT 21,1;"Factorul de
umplere=";K: PRINT AT 21,25;"
   "
2195 IF INKEY$="0" THEN GO TO 10
2200 RANDOMIZE USR 40964
2210 PRINT #1;"
            "
2240 CLS : PRINT AT 2,2;"GENERAT
OR": GO TO 2040
2500 PLOT 5,25: DRAW 0,100: PLOT
 6,25: DRAW 0,100: PLOT 8,123: P
LOT 4,123
2510 PLOT 5,25: DRAW 225,0: PLOT
 5,26: DRAW 255,0: PLOT 229,27:
PLOT 229,24
2520 LET T=INT (100*K)
2530 PLOT 5,60: DRAW T,0: DRAW 0
,-31: DRAW 100-T,0: DRAW 0,31: D
RAW 10,0
2540 PLOT 105,60: DRAW T,0: DRAW
 0,-31: DRAW 100-T,0: DRAW 0,31:
 DRAW 10,0
2550 PLOT 5,61: DRAW T,0: DRAW 0
,-31: DRAW 100-T,0: DRAW 0,31: D
RAW 10,0
2560 PLOT 105,61: DRAW T,0: DRAW
 0,-31: DRAW 100-T,0: DRAW 0,31:
 DRAW 10,0
2570 PLOT 5,70: DRAW T,0: DRAW 0
```

```
,-10: PLOT T+4,71: PLOT T+4,69:
PLOT 6,71: PLOT 6,69
2580 PRINT AT 12,2;"K*T"
2590 PLOT 5,94: DRAW 100,0: DRAW
 0,-64: PLOT 104,95: PLOT 104,93
:PLOT 6,95: PLOT 6,93
2600 PRINT AT 11,7;"T"
2610 PRINT AT 17,30;"t"
2620 RETURN
3000 CLS : PRINT AT 2,2;"FRECVEN
TMETRU": PRINT #1;"
                  "
3010 RANDOMIZE USR 41050
3020 LET N1H=PEEK 40961: LET N1L
=PEEK 40960
3030 LET N0H=PEEK 40963: LET N0L
=PEEK 40962: LET DEP=PEEK 42999
3040 LET N1=255*N1H+N1L: LET N0=
255*N0H+N0L
3050 IF (N1+N0=0) THEN GO TO 320
0
3060 LET F=166.67/(N1+N0): LET K
=N1/(N1+N0)
3070 PRINT AT 19,1;"FRECVENTA[KH
Z]=";INT (1000*F)/1000
3075 PRINT AT 20,1;"    K=";INT
(K*1000)/100
3090 GO SUB 2500
3100 IF INKEY$="0" THEN GO TO 10
3110 PAUSE 0
3120 IF INKEY$="0" THEN GO TO 10
3130 PAUSE 20
3150 GO TO 3000
3200 PRINT #1;"INTRODUCETI SEMNA
L": PAUSE 30
3210 IF INKEY$="0" THEN GO TO 10
3220 GO TO 3000
```

SUBRUTINA CORESPUNZĂTOARE GENERATORULUI

```
A000  FB        EI
A001  FF        RST  #38
A002  0C        INC  C
A003  00        NOP
A004  00        NOP
A005  00        NOP
A006  00        NOP
A007  00        NOP
A008  F3        DI
A009  06EF      LD   B,#EF
A00B  0EFE      LD   C,#FE
A00D  1E1F      LD   E,#1F
A00F  1600      LD   D,#00
A011  2A00A0    LD   HL,(#A000)
A014  79        LD   A,C
A015  D3FE      OUT  (#FE),A
A017  2B        DEC  HL
A018  7C        LD   A,H
A019  B5        OR   L
A01A  20FB      JR   NZ,#A017
A01C  ED78      IN   A,(C)
A01E  A3        AND  E
A01F  BB        CP   E
A020  200D      JR   NZ,#A02F
A022  7A        LD   A,D
A023  D3FE      OUT  (#FE),A
A025  2A02A0    LD   HL,(#A002)
A028  2B        DEC  HL
A029  7D        LD   A,L
A02A  B4        OR   H
A02B  20FB      JR   NZ,#A028
A02D  18E2      JR   #A011
A02F  FB        EI
A030  C9        RET
```

SUBRUTINA CORESPUNZĂTOARE FRECVENŢMETRULUI

```
A05A  F3        DI
A05B  21F8A7    LD   HL,#A7F8
A05E  1EFF      LD   E,#FF
A060  43        LD   B,E
A061  0EFE      LD   C,#FE
A063  00        NOP
A064  EDB2      INIR
A066  43        LD   B,E
A067  EDB2      INRI
A069  43        LD   B,E
  .     .       .    .
  .     .       .    .
  .     .       .    .
A0D9  EDB2      INRI
A0DB  43        LD   B,E
A0DC  DD210000  LD   IX,#0000
A0E0  FD210000  LD   IY,#0000
A0E4  111027    LD   DE,#2710
A0E7  21F7A7    LD   HL,#A7F7
A0EA  23        INC  HL
A0EB  1B        DEC  DE
A0EC  7B        LD   A,E
A0ED  B2        OR   D
A0EE  2829      JR   Z,#A119
A0F0  7E        LD   A,(HL)
A0F3  20F5      JR   NZ,#A0EA
A0F5  FD23      INC  IY
A0F7  1B        DEC  DE
A0F8  7B        LD   A,E
A0F9  B2        OR   D
A0FA  281D      JR   Z,#A119
A0FC  23        INC  HL
A0FD  7E        LD   A,(HL)
A0FE  E640      AND  #40
A100  28F3      JR   Z,#A0F5
A102  DD23      INC  IX
A104  23        INC  HL
A105  1B        DEC  DE
A106  7B        LD   A,E
A107  B2        OR   D
A108  280F      JR   Z,#A119
A10A  7E        LD   A,(HL)
A10B  E640      AND  #40
A10D  20F3      JR   NZ,#A102
A10F  DD2200A0  LD   (#A000),IX
A113  FD2202A0  LD   (#A002),IY
A117  FB        EI
A118  C9        RET
A119  3E01      LD   A,#01
A11B  32F7A7    LD   (#A7F7),A
A11E  18EF      JR   #A10F
```

LUXOR BASIC

Fiz. Neculae Vandi

Luxor Basic este un interpretor pentru calculatoare compatibile SPECTRUM, care oferă, alături de setul cunoscut de instrucţiuni, câteva destinate manipulării rapide şi eficiente a blocurilor de memorie şi zonelor de memorie ecran.

Posesorii de calculatoare româneşti au posibilitatea de a încărca acest interpretor de pe casetă astfel: cu comanda "LANSEZ" din monitorul CIP, respectiv comanda "C" din boot-ul COBRA.

În Luxor Basic au fost redefinitę unele taste pentru a face loc noilor instrucţiuni. În continuare sunt date denumirile tastelor între paranteze [...] şi formatul şi semnificaţia noilor instrucţiuni:

[FORMAT] WINDOW nr, adr, Xp, Yp, lc, hp

- pentru **nr=0** se salvează o zonă de ecran (fereastră dreptunghiulară) în memorie la adresa **adr**. Informaţia se transferă fără atribute de culoare. **Xp** şi **Yp** sunt daţi în pixeli şi reprezintă coordonatele colţului stânga-jos al ferestrei, **lc** este lungimea ferestrei în octeţi (un octet=8 pixeli=lăţimea unui caracter), iar **hp** înălţimea ferestrei în pixeli.

- pentru **nr=1** se pune pe ecran o fereastră dreptunghiulară definită de **Xp, Yp, lc, hp** şi care se află memorată la adresa **adr**. Toată fereastra va primi atributele de culoare curente. Este recunoscut tipul **'OVER'** curent dar nu şi tipul de **'INVERSE'**.

Parametrii trebuie să fie în domeniul: **Xp**=0...255; **Yp**=0...175; **lc**=1...32; **hp**=1...175; **adr**=0...65535.

Cu aceste două instrucţiuni se pot pune imagini în orice zonă a ecranului, putându-se obţine efecte de mişcare şi animaţie.

[ERASE] UPLOT Xp, Yp

este echivalentă cu **PLOT INVERSE 1**, şi are ca efect stingerea unui pixel de pe ecran.

[MOVE] FILL adr, l, oc

umple o zonă de memorie de lungime **l** cu octetul **oc**, începând cu adresa **adr**.

[CLOSE] DPOKE adr, nr

pune la adresa **adr** şi **adr+1** numărul **nr**, considerat ca valoare pe doi octeţi.

[OPEN#] LDIR adr1, adr2, l

transferă un bloc de memorie de lungime **l**, ce începe la adresa **adr1**, la adresa **adr2**.

[ASN] PIX nr

funcţie - întoarce adresa de memorie a octetului corespunzător ultimului punct PLOT-at. Argumentul funcţiei poate fi zero.

Ex. PLOT 50,50:PLOT PIX 0 ⇒ 19762

[ASC] DPK nr

funcţie - întoarce conţinutul memoriei de la adresele adr şi adr+1, considerat ca valoare pe doi octeţi (DPEEK).

Ex. PRINT DPK 00050 ⇒ 23649.

Sunt prezentate în continuare modificările ce trebuie operate asupra interpretorului Basic de tip SINCLAIR pentru a recunoaşte instrucţiunile prezentate:

— se încarcă din Basic un monitor cod maşină ale cărui comenzi sunt cunoscute (ZEUS, MONITOR 48K, MONS),
— se transferă interpretorul (#4000 de octeţi) de la adresa #000 la adresa #8000,
— se modifică conţinutul a circa 480 de octeţi aşa cum este arătat în tabelul de mai jos (în stânga este dată adresa iar în dreapta octeţii aşa cum trebuie introduşi începând cu adresa respectivă. Atenţie ! toate valorile sunt în hexa),
— salvarea interpretorului astfel creat pe casetă va fi făcută în mod diferit, funcţie de calculatorul de care dispuneţi:

CIP - Se revine în BASIC şi se salvează pe casetă următorul bloc în cod maşină:

SAVE "LUXOR BASIC" CODE 32768, 16384.

COBRA - Se introduc de la adresa #7800 următorii octeţi:

```
3E FE DD 21 00 80 11 00
20 CD C2 04 3E FE DD 21
00 A0 11 00 20 CD C2 04
C9
```

Se porneşte casetofonul şi se execută subrutina de la adresa #7800 care va salva interpretorul pe casetă în format COBRA.

Cei care întâmpină dificultăţi în realizarea interpretorului îmi pot scrie pe adresa NECULAE VANDI, b-dul INDEPENDENŢEI nr. 58 Poiana Ţapului, jud PRAHOVA.

Precizez că posesorii de calculatoare HC 85/90, JET şi SPECTRUM nu pot folosi acest interpretor deoarece nu se poate modifica conţinutul primilor 16Ko de memorie care este de tip ROM (Read Only Memory).

Programul următor, scris în LUXOR Basic, va dezvălui performanţele şi modul de utilizare a instrucţiunii "WINDOW":

```
10  PAPER 7:INK 0:BORDER 7:CLS :CLS :OVER 0
20  FOR R=0 TO 38 STEP 2:CIRCLE 40,40,R
30  NEXT R:PRINT AT 21,0;"RECORD"
40  WINDOW 0,30000,0,0,10,80
50  FOR I=0 TO 200: INK INT (5*RND)
60  OVER INT (2*RND)
70  LET X=RND*176: LET Y=RND*92
80  WINDOW 1,30000,X,Y,10,80
90  NEXT I: STOP
```

```
#9539      7F 20 4C 75 78 6F 72
      20 42 61 73 69 63 20 56
      20 31 2E 30 20 31 39 39
      32 20 20 20 A0 3E
#9A49      BD BC C3 8A AF B4 93
#9A5A         82 81
#9A79      63
#9AD6                        09 00
      B6 39 00 00
#9AFC                  08 2C 06 00
      78 39 08 00 8A 39 08 2C
      08 2C 08 00 70 38 08 2C
      06 00 98 39 00 93 17
#B31B            EE 39 E2 39
#B86E                     CF 0A
```

UTILIZAREA OSCILOSCOPULUI

9.45 AMC

ing. A. Nicolae

(Continuare din numărul trecut)

Pentru a obţine cele două tensiuni în antifază, u_{i1} şi u_{i2}, în baza tranzistorului T_1 se conectează începutul unei înfăşurări, sfîrşitul fiind cuplat la emitor. În baza tranzistorului T_2 se conectează sfîrşitul celeilalte înfăşurări, iar începutul la emitor.

Sursele de alimentare se leagă în serie, iar mijlocul lor se conectează la masă.

Tranzistoarele lucrează în clasă B (blocate în absenţa semnalului). În timpul primei semiperioade, semnalul u_{i1} pozitivează baza tranzistorului T_1, care se deschide şi conectează difuzorul la bornele sursei E_{c1}. Prin difuzor (R_s) circulă curentul i_{c1}. Tranzistorul T_2 este blocat datorită tensiunii negative de pe bază. În colectorul lui se găseşte o tensiune maximă $U_{CE}=2E_c$, în funcţie de care se alege tipul tranzistoarelor finale.

Pe parcursul celei de-a doua semiperioade, tranzistorul T_1 se blochează şi T_2 conduce, cuplând difuzorul la bornele sursei E_{c2}. Prin tranzistorul T_2 trece un curent i_{c2}, iar tensiunea maximă pe T1 atinge valoarea $U_{CE}=2E_c$.

Formele de undă ale curenţilor i_{c1} şi i_{c2} sunt date pe graficul $i_{Rs}(t)$. Tensiunea sinusoidală în A este obţinută în urma compunerii semnalelor i_{c1} şi i_{c2}.

Această schemă este avantajoasă faţă de cea prezentată anterior, deoarece este eliminat transformatorul de ieşire cu toate inconvenientele lui (volum şi greutate mare, scump, dificil de realizat etc.). Randamentul de utilizare a sursei este însă mai mic, de 45 ... 48%. Acest tip de montaj cere o echilibrare foarte bună a tranzistoarelor finale. În repaus, tensiunea în punctul A trebuie să fie zero. În caz contrar, curentul care trece prin difuzor provoacă o încălzire inutilă a bobinei acestuia, putându-l chiar distruge.

Difuzorul se poate deteriora şi în cazul străpungerii unui tranzistor final (T1 sau T2). De aceea, acest tip de amplificator nu se foloseşte la puteri mai mari de 10W, fără a fi luate măsuri de protecţie a difuzorului.

Etaje în contratimp cu ieşirea pe condensator

La acest tip de etaj (fig. 21) conectarea transformatorului defazor nu diferă faţă de etajul prezentat mai sus. Se foloseşte o sursă de alimentare, iar difuzorul se conectează printr-un condensator C între masă şi punctul comun celor două tranzistoare (A).

La intrare se aplică un semnal u_i. Prin intermediul defazorului (Tr1) se obţin două semnale, u_{i1} şi u_{i2}, opuse ca fază (formele de undă se pot observa în graficele $u_{i1}(t)$ şi $u_{i2}(t)$). În timpul primei semiperioade a semnalului ui1, tranzistorul T_1 se deschide şi condensatorului C se încarcă de la plusul sursei de alimentare. Minusul se transmite prin bobina difuzorului (curentul de încărcare este i_{T1}).

```
        CD 94 1E 32 FE 5B FE B0
        30 F4 B7 28 F1 CD 94 1E
#B880   32 FD 5B B7 28 E8 FE 21
        30 E4 CD 94 1E 32 FC 5B
        CD 94 1E 32 FB 5B CD 99
        1E C5 CD 94 1E DD 21 FB
        5B D1 FE 02 D2 F9 24 B7
        CA 60 39 3A FC 58 32 F9
        5B 3A FE 5B 32 FA 5B 3A
        91 5C CB 47 CA 30 39 ED
        4B FB 5B CD AA 22 EB 3A
        FD 5B 4F 1A AE 12 23 13
        0D 20 F8 EB DD 35 03 28
        05 DD 34 01 18 E1 3A 8F
        5C B7 CA 54 39 3A F9 5B
        32 FC 5B 3A FA 5B 32 FE
        5B DD 35 03 ED 4B FB 5B
        CD 55 39 CD 4B 39 3A FD
#B900   5B 47 3A 8F 5C 77 23 10
        FC 3A FE 5B B7 CA 54 39
        FE 08 38 07 D6 08 32 FE
        5B 18 0B 47 AF 32 FE 5B
        3A FC 5B 80 18 05 3A FC
        5B C7 08 32 FC 5B 18 C4
        ED 4B FB 5B CD AA 22 EB

        DD 7E 02 4F 06 00 ED B0
        EB DD 35 03 28 98 DD 34
        01 18 E5 7C 0F 0F 0F E6
        03 F6 58 67 C9 CD AA 22
        47 04 3E 01 0F 10 FD C9
        ED 4B FB 5B CD AA 22 3A
        FD 5B 4F 06 00 ED B0 DD
        35 03 C8 DD 34 01 18 E8
        CD 99 1E C5 CD 99 1E C5
#B980   CD 99 1E 60 69 D1 C1 ED
        B0 C9 CD 99 1E C5 CD 99
        1E 60 69 C1 71 23 70 C9
        CD 94 1E F5 CD 99 1E C5
        CD 99 1E 69 60 C1 F1 57
        78 B1 C8 72 54 5D 13 0B
        78 B1 C8 ED B0 C9 CD 07
        23 CD BF 39 C3 4D 0D ED
        43 7D 5C CD AA 22 47 04
        3E FE 0F 10 FD 47 3A 91
        5C 4F 7E CB 41 20 01 A0
        CB 51 28 02 A8 2F 77 C3
        DB 0B CD 99 1E 0A 03 5F
        0A 47 4B C3 2B 2D ED 4B
        7D 5C CD AA 22 44 69 C3
        2B 2D 22 44 69 C3 2B 2D ♦
```

Forma de undă a curentului i_{T1} se poate urmări pe graficul $i_T(t)$.

Pe parcursul celei de-a doua semiperioade, tranzistorul T_1 se blochează (tensiunea u_{i1} devine negativă), iar T_2 conduce (u_{i2} devine pozitivă). Anodul condensatorului (+) se conectează la masă prin tranzistorul T_2. Descărcarea se face prin difuzor (R_s), cu un curent i_{T2}.

Compunerea celor două semnale, i_{T1} şi i_{T2}, duce la obţinerea unei sinusoide similare celei de la intrare, dar cu o putere mult mai mare.

Pentru a nu avea distorsiuni ($i_{T1}(t) \equiv -i_{T2}(t)$) trebuie să se îndeplinească următoarele condiţii:

— $u_{i1}(t) \equiv u_{i2}(t)$, deci transformatorul defazor să fie perfect simetric;

— T_1 şi T_2 să aibă aceleaşi caracteristici. Prin urmare, devine necesară sortarea acestora.

Puterea obţinută cu acest etaj, în cazul utilizării aceleiaşi surse de tensiune, este de 4 ori mai mică decît în cazul etajului în contratimp cu transformator de ieşire.

Avantajul constă în neutilizarea unui transformator de ieşire, dar difuzorul este protejat de eventualul dezechilibru al etajului final sau de străpungerea unui tranzistor.

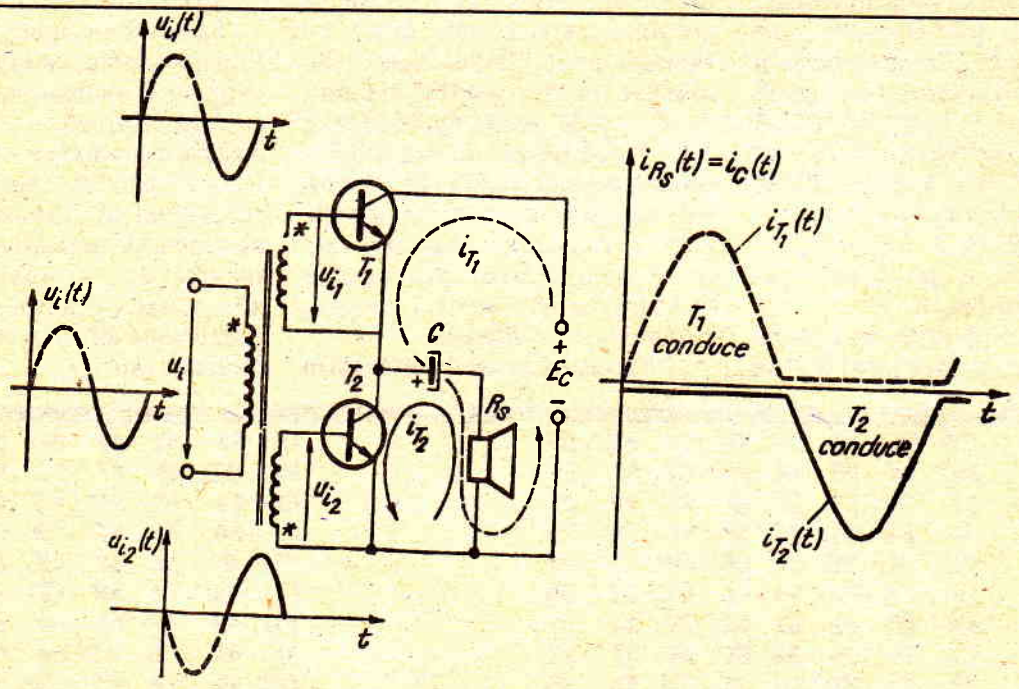
Condensatorul C are o tensiune de lucru mai mare decît tensiunea de alimentare, capacitatea lui fiind în jur de 1000 ...10000μF. Practic, acest montaj se utilizează pînă la puteri de 20 ...40W. Peste această valoare trebuie mărită foarte mult tensiunea de alimentare.

Etaj final cu simetrie complementară

Realizarea tranzistoarelor tip *npn* şi *pnp* cu caracteristici identice a dus la eliminarea totală a transformatoarelor din etajele amplificatoare de putere şi la realizarea unor amplificatoare integrate, cu puteri cuprinse între 1 ... 20W.

În fig. 22 este prezentată schema de principiu a unui astfel de etaj. Datorită utilizării tranzistoarelor *npn* şi *pnp*, montajul funcţionează pe ambele semialternanţe (pozitivă şi negativă); deci nu mai este necesar transformatorul defazor. Cele două tranzistoare sunt montate ca repetoare pe emitor, având ca sarcină comună difuzorul (R_s).

Fig. 21



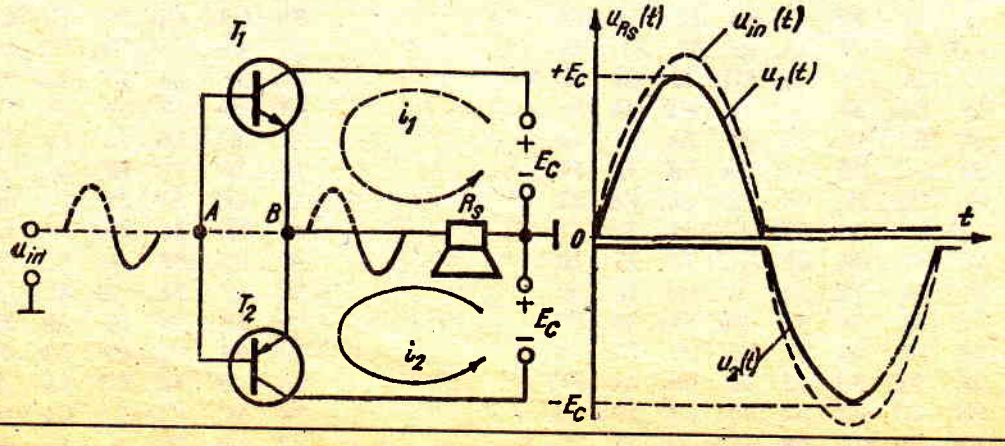


Fig. 22

SURSĂ DE TENSIUNE STABILIZATĂ

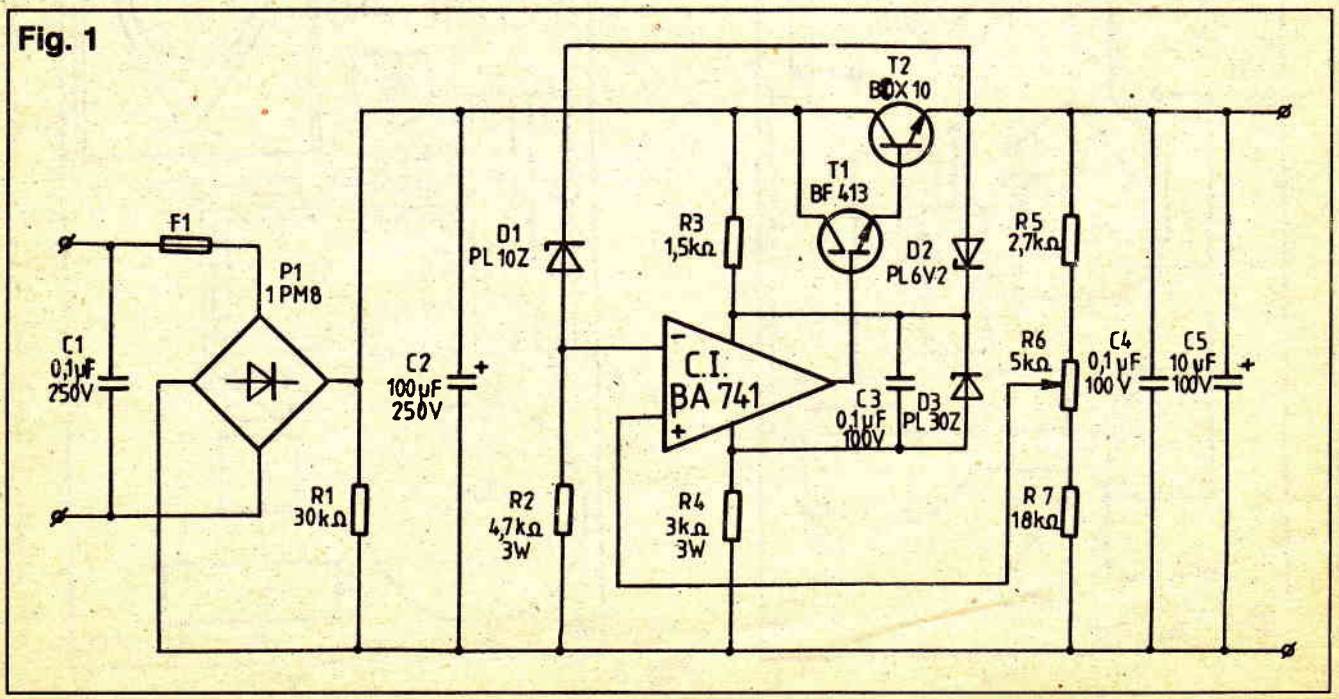
ing. Marin Amlei

Alimentarea cu energie electrică a oricărui montaj electronic presupune prezenţa în cadrul acestuia a unei surse de tensiune care asigură în mod continuu necesarul energetic la parametrii nominali. Acesta este caracterizat de două componente esenţiale şi anume tensiunea la care este furnizată energia electrică şi curentul asigurat în mod continuu blocurilor electronice care reprezintă consumatorul. Este cunoscut faptul că livrarea energiei electrice nu se face oricum. Scăderea tensiunii de alimentare afectează de cele mai multe ori în mod negativ buna funcţionare a montajului, deoarece în primul rând scade puterea electrică transmisă iar în al doilea rând pot apărea oscilaţii, regimuri tranzitorii de funcţionare sau chiar ieşirea completă din parametrii funcţionali a unor blocuri electronice. Creşterea tensiunii de alimentare peste valoarea ei nominală implică aproape întotdeauna distrugerea unor componente electrice din blocurile electronice, fapt care determină în mod sigur scoaterea lor din funcţiune. Datorită acestor considerente, pentru o funcţionare sigură şi precisă, la parametrii nominali, a oricărui montaj electronic, este necesară prezenţa în componenţa sursei de energie electrică a unui stabilizator de tensiune. Caracteristica principală a oricărui stabilizator de tensiune este menţinerea constantă a valorii tensiunii de ieşire, indiferent de consumul de curent care apare la un moment dat în sarcină. Montajele cele mai des întâlnite în aparatura electronică sunt stabilizatoarele de tensiune continuă. Asimilarea în producţia de serie curentă a unor componente electronice specializate, în special a amplificatoarelor operaţionale a făcut posibilă realizarea simplă şi comodă a unor stabilizatoare de tensiune continuă care să prezinte parametri electrici deosebit de buni. Gama stabilizatoarelor de tensiune continuă, în componenţa cărora se află circuite integrate, a fost însă iniţial limitată de valoarea maximă a tensiunii de alimentare proprie circuitului integrat (de ordinul zecilor de volţi). Acest lucru nu permite stabilizarea directă a unei tensiuni continue care depăşeşte ca valoare limita ei superioară. Datorită acestui considerent s-a căutat un artificiu de montaj electronic, astfel încît să fie posibilă realizarea unor stabilizatoare de tensiune continuă de valoare mare. (de ordinul volţilor), folosind circuitele integrate actuale. Din această categorie face parte şi montajul a cărui schemă electrică este prezentată în fig. 1.

Sursa de tensiune continuă stabilizată prezintă următorii parametri:

— tensiunea de alimentare U_a=73VRMS;
— frecvenţa tensiunii alternative de alimentare f=50Hz (60Hz);
— variaţiile tensiunii de alimentare ΔU_a=-15%, +10%;
— tensiunea de ieşire U_e=80V;
— curentul nominal I_n=700mA;
— factorul de stabilitate $\tau \geq 2000$;

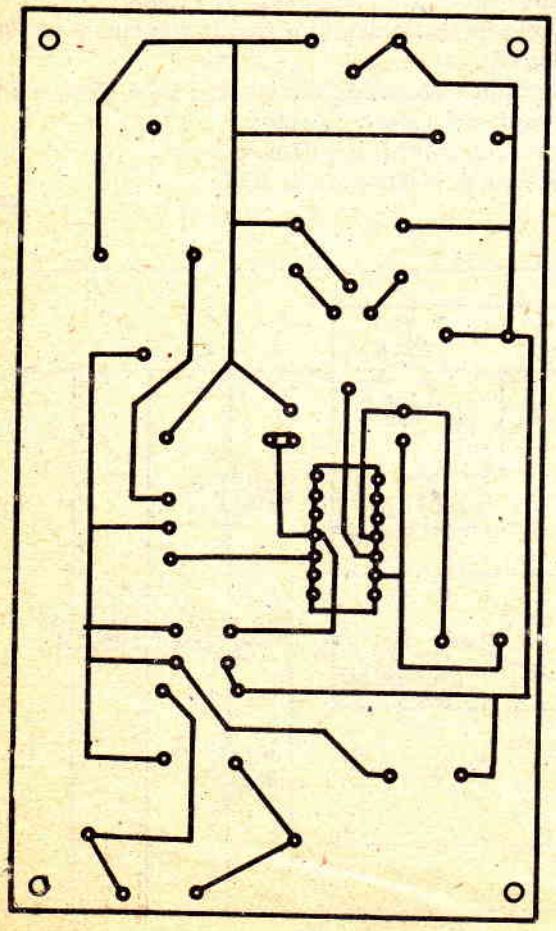
Fig. 1



— ondulaţiile tensiunii de ieşire (RIPPLE) $\xi \leq 100mV$.

Analizând schema electrică a sursei de tensiune stabilizată, prezentată în fig.1, se observă că este vorba de un stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj serie. Elementul comparator şi amplificatorul de eroare sunt realizate cu ajutorul unui amplificator operaţional iar elementul de referinţă cu ajutorul unei diode Zener (D1). La bornele de alimentare ale montajului este amplasat condensatorul C1. El are rolul de a scurtcircuita iniţial componentele de radiofrecvenţă care se pot propaga pe linia de alimentare cu energie electrică a montajului (reţea, transformatorul coborâtor de tensiune). Siguranţa fuzibilă F1 a fost prevăzută ca măsură de protecţie generală, în cazul apariţiei unui supracurent sau a unui scurtcircuit accidental la bornele de ieşire ale sursei. Tensiunea de alimentare alternativă se aplică la bornele punţii redresoare P1. Ea efectuează redresarea de tip dublă alternanţă a tensiunii alternative, livrând o tensiune continuă pulsatorie filtrată de condensatorul C2. Pentru o bună funcţionare a punţii redresoare, indiferent de regimul de lucru al sursei de tensiune stabilizată (de la gol la sarcină) a fost prevăzut rezistorul R1. Tensiunea continuă este aplicată în continuare elementului de reglaj serie, realizat cu ajutorul tranzistoarelor T1 şi T2. Ele sunt amplasate în cadrul montajului într-o conexiune de tip Darlington, asigurând în acest fel amplificarea de curent necesară obţinerii în final a curentului nominal în sarcină. Funcţionarea elementului de reglaj serie este determinată de către amplificatorul de eroare realizat cu ajutorul circuitului integrat βA741, care conţine un amplificator operaţional. La intrarea lui inversoare este amplasată o tensiune de referinţă, obţinută de la sursa de tensiune de referinţă în componenţa căreia se află dioda Zener D1 şi rezistorul R2. O fracţiune din tensiunea de ieşire a sursei stabilizate, sesizată de către divizorul de tensiune format din grupul R5R6R7 este aplicată la intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional. Tendinţele de variaţie a tensiunii de ieşire proprii sursei stabilizate, atunci când curentul de sarcină se modifică, sunt sesizate de către amplificatorul operaţional,care comandă în mod corespunzător elementul de reglaj serie, menţinând în permanenţă constantă valoarea tensiunii de ieşire. Alimentarea circuitului integrat βA741 se realizează utilizând o sursă de tensiune stabilizată de tip flotant, realizată cu ajutorul grupului R3D3R4. Condensatorul C3 a fost prevăzut în cadrul montajului în scopul unei neteziri suplimentare a tensiunii de alimentare aplicată circuitului integrat βA741 îmbunătăţind comportarea acestuia în cazul regimurilor tranzitorii de funcţionare (porniri, opriri, creşteri bruşte de curent debitat de dubletul T1T2 etc.). Dioda Zener D1 realizează o reacţie

Fig. 2



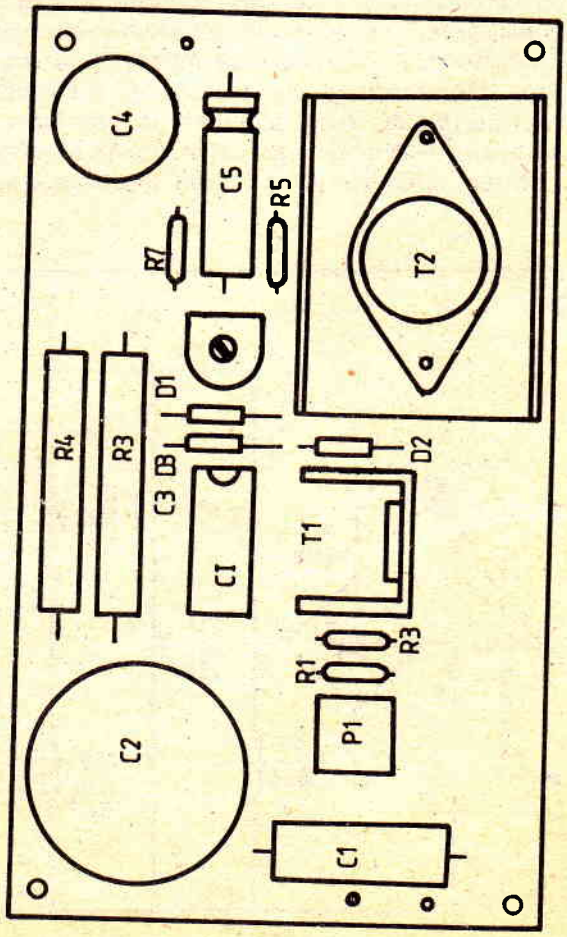


Fig. 3

VIDEO-TV

TELEVIZIUNEA DE ÎNALTĂ DEFINIŢIE

Gaudenţiu Vărzaru

A. Generalităţi

Anul 1988 va rămâne în istoria telecomunicaţiilor ca anul primei transmisiuni internaţionale de televiziune de înaltă definiţie. Deşi vor mai trece câţiva ani până la comercializarea ei, televiziunea de înaltă definiţie este considerată a fi a treia revoluţie în domeniul transmisiunilor radio după televiziunea alb-negru (primele transmisii de calitate în anul 1935) şi televiziunea color (primele transmisii regulate în 1953).

Dezvoltată din televiziunea standard, televiziunea de înaltă definiţie (**HDTV-High Definition TeleVision**) are faţă de prima trei importante deosebiri:

1. Rezoluţia. Numărul de pixeli este de peste 4 ori mai mare decât la televiziunea clasică, deoarece sunt de peste două ori mai multe linii/imagine şi mai mulţi pixeli/linie. Înalta definiţie va cuprinde mai multe detalii decît televiziunea standard şi îi va permite telespectatorului să fie mai aproape de ecran fără a fi deranjat de liniile rastrului.

2. Unghiul de vizualizare. Se ştie că în cazul televiziunii clasice unghiul de vizualizare este de circa 10^o. Televiziunea de înaltă definiţie permite mărirea acestui unghi pînă la cel puţin 20^o, ceea ce este încă departe de unghiul de vizualizare natural al omului pentru vederea concentrată, care este de 60^o. La stabilirea unghiului de vizualizare s-a ţinut cont de recomandarea ca telespectatorul să stea la o distanţă egală cu de 6 ori diagonala tubului cinescop pentru ca ochiul să nu fie deranjat de liniile rastrului.

3. Formatul cadrelor. Raportul lăţime/înălţime al ecranului este 16:9, mai bun decât 4:3 în televiziunea standard. Este posibil ca în viitor raportul să fie modificat, cel actual fiind stabilit din considerentul că pentru început multe staţii emiţând în sistemul actual vor fi recepţionate pe noile aparate pentru televiziunea de înaltă definiţie.

Acest format extins permite, datorită măririi dimensiunii orizontale, o vedere aproape panoramică.

B. Standarde

Standardele pentru televiziunea de înaltă definiţie sunt deja trei:

I. Standardul japonez **MUSE** (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding - codare prin eşantionare multiplă Sub-Nyquist) este primul apărut. De la bun început el a fost conceput incompatibil cu orice alt standard de televiziune color existent. Specialiştii japonezi scontează o cădere în desuetudine a televiziunii color standard cu implicaţii asupra pieţei de bunuri de consum electronice (camere de luat vederi, videocasetofoane, videodiscuri. Deja au fost realizate camere de luat vederi cu o sensibilitate de două ori mai mare decît a camerelor TV standard).

negativă puternică la intrarea inversoare a amplificatorului operaţional conţinut de circuitul integrat βA741, evitându-se în acest fel orice posibilitate de apariţie a unor oscilaţii în timpul funcţionării. Rezistorul R2 realizează o protecţie automată a elementului de reglai serie format de tranzistoarele T1T2, în momentul regimurilor tranzitorii de funcţionare. Netezirea suplimentară a tensiunii continue stabilizate livrate de sursă se realizează prin aplicarea la ieşirea acesteia a grupului de condensatoare C4C5.

Realizare practică şi reglaje

Sursa de tensiune continuă stabilizată se realizează practic pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Un exemplu de realizare practică a cablajului imprimat este prezentat în fig. 2, iar amplasarea componentelor electrice este prezentată în fig. 3. Se recomandă verificarea mecanică şi electrică a fiecărei componente înainte de plantarea pe plăcuţa de cablaj imprimat. Tranzistoarele T1 şi T2 sunt dotate cu radiatoare, izolate corespunzător prin utilizarea unor foiţe de mică de grosime 0,2 ÷ 0,4mm. Se recomandă găurirea plăcuţelor de mică prin ştanţare, deoarece în cazul folosirii unui burghiu obişnuit există pericolul ca suprafaţa izolantă să crape şi în acest fel proprietăţile electrice izolante să devină nesigure. Radiatorul tranzistorului T1 se realizează din tablă de aluminiu groasă de 1 ÷ 2mm, având o suprafaţă minimă de $6cm^2$, iar radiatorul tranzistorului T2 se realizează din aceeaşi tablă de aluminiu, suprafaţa de răcire fiind de minim $50cm^2$. Se acordă o atenţie deosebită la realizarea trecerilor izolante care privesc terminalele tranzistoarelor T1 şi T2, deoarece în caz contrar funcţionarea montajului este compromisă. După realizarea practică a montajului, acesta se alimentează de la o sursă de tensiune alternativă de $75V_{RMS}$. Cu ajutorul unui voltmetru de curent continuu se măsoară tensiunea de ieşire a sursei. Acţionând cursorul potenţiometrului semireglabil R6 (utilizând o şurubelniţă de tip electrotehnic, bine izolată) se reglează valoarea tensiunii de ieşire a sursei U_e=80V. Se menţionează că este recomandabil a folosi pentru alimentarea sursei de tensiune un transformator de reţea (şi nu un autotransformator) în scopul respectării regulilor de protecţie a muncii la utilizarea tensiunilor înalte. În acelaşi scop sursa de tensiune se amplasează mecanic în montajul în care va funcţiona utilizând o rigidizare care presupune folosirea unor suporţi izolanţi, prevenind astfel orice posibilitate de apariţie a unor nereguli în timpul lucrului. ◆

În standardul MUSE pentru transmiterea întregii imagini, ea se divide în 4 câmpuri. Difuzarea programelor TV prin satelit se face folosind modulaţia de frecvenţă. La receptor imaginea este refăcută din cea iniţială prin accentuarea neliniară a componentelor de înaltă definiţie. În acest fel se obţine un raport semnal/zgomot mai bun chiar şi pentru semnale mai slabe.

Standardul japonez MUSE se dovedeşte a fi util şi pentru transmiterea programelor de HDTV între staţiile de difuzare. Difuzarea se face în momentul de faţă cu ajutorul satelitului japonez BS-Z în banda de 12GHz.

II. Standardul european HD-MAC (High Definition - Multiplexed Analog Component) a fost creat în ideea de a fi compatibil cu toate standardele europene existente, chiar dacă în unele cazuri vor fi necesare nişte convertoare. Specialiştii europeni anticipează o rezistenţă crescută din partea consumatorilor la presupusa demodare a televiziunii standard şi în plus îşi protejează piaţa europeană de concurenţa japoneză. Standardul HD- MAC are 1250 de linii şi o viteză de baleiaj de 50/100 câmpuri.

III. Standardul american. Deşi încă nu există un standard american propriu-zis, totuşi Camera Federală pentru Comunicaţii a luat decizia autovizării unui sistem de televiziune de înaltă definiţie. S-a stipulat ca actualele receptoare TV pentru standardul american de televiziune color NTSC să poată recepţiona viitoarele staţii de emisie pentru televiziunea de înaltă definiţie. În felul acesta piaţa americană va fi protejată de exportatorii europeni şi japonezi.

C. Stadiu şi tendinţe

Problema incompatibilităţii celor trei standarde de televiziune de înaltă definiţie nu este singura care obstrucţionează o mai rapidă implementare a ei. O altă problemă este pe ce cale să se ajungă la rezolvarea dezideratului principal (IDTV). Acesta implică o capacitate mărită de prelucrare a semnalului videocomplex de către receptoarele Tv, semnal emis de staţii de televiziune clasice. Receptoare pentru IDTV având ecranele cu raportul 4:3 sunt deja pe piaţă iar cele cu ecrane 16:9 sunt în curs de apariţie. Avantajul principal al sistemului IDTV este că, nefiind necesare modificări în infrastructura emiţătoarelor, el poate fi oricând implementat.

O mai bună definiţie a imaginii s-a obţinut prin sistemul EDTV (Extended Definition Television). Sistemul este compatibil cu standardul NTSC şi PAL. Formatul cadrelor este de 16:9, iar rezoluţia verticală este de 1,5 ori mai mare (450 linii faţă de 300). Receptorul primeşte 525 de linii prin dublarea fiecăreia din cele primite de la emiţător (se ştie că în standardul NTSC numărul de linii este tot de 525 dar întreţeserea le reduce la 265,5). Liniile de baleiaj suplimentare sunt create prin prelucrare digitală. Cînd este recepţionată o transmisie standard (4:3) ecranul 16:9 din sistemul de televiziune cu definiţie extinsă permite realizarea unor funcţiuni noi ca: imagini simultane, imagini de la mai multe staţii de emisie sau alte informaţii. Aceste posibilităţi pot fi de mare atracţie pentru abonaţii TV şi fac din sistemul EDTV un serios concurent pentru HDTV.

În ultimul timp atenţia specialiştilor, în special japonezi şi americani, a fost reţinută de televiziunea digitală de înaltă definiţie. Semnalul digital HDTV necesită o bandă de frecvenţă mai largă decât semnalul videocomplex NTSC. Televiziunea analogică de înaltă definiţie necesită de 6...8ori mai multă informaţie pentru a obţine o definiţie de foarte bună calitate pe un ecran de dimensiuni mari. Deoarece canalele actuale au o bandă de 4,2MHz cele pentru televiziunea de înaltă definiţie vor trebui să aibă între 25,2...33,6MHz. Modulând aceste semnale prin metoda PCM banda va creşte de 16 ori ajugând la 403...538MHz. Aceasta înseamnă că un semnal HDTV fără a fi supus unei compresii nu va putea fi transmis decât în zona superioară a frecvenţelor care sunt nepotrivite pentru transmisiuni la nivelul solului. În consecinţă semnalul HDTV trebuie compandat. Specialiştii americani au reuşit să reducă banda pînă la 3MHz folosind o tehnică de compresie asistată de calculator. Calitatea imaginii obţinute este acceptabilă (din punct de vedere al înaltei definiţii), dar costul unei astfel de tehnici este prohibitiv.

În plus televiziunea digitală de înaltă definiţie trebuie să mai ţină cont şi de următoarele aspecte: nu va putea fi prevăzut nici un spectru adiţional în benzile FIF şi UIF folosite curent pentru semnalele NTSC; nu este permisă degradarea calităţii recepţiei prin interferenţa cu semnalele NTSC. Viitorul televiziunii digitale de înaltă definiţie este cert în două direcţii: transmiterea la domiciliu prin cablu optic şi transmiterea emisiunilor cu ajutorul sateliţilor de telecomunicaţii.

Un studiu englez apărut la sfârşitul anului trecut prezice că este posibil de realizat un standard unic pentru televiziunea de înaltă definiţie. În mod aproape sigur aceasta va fi digitală. Negocierea standardului va fi probabil între anii 1994-1998 după ce Statele Unite îşi vor fi stabilit propriul lor standard pentru HDTV.

Tot la sfârşitul anului 1991 Uniunea Europeană de difuziune a anunţat o demonstraţie de televiziune digitală de înaltă definiţie prin satelit la 20GHz pentru luna februarie a acestui an, cu ocazia Conferinţei Mondiale a administraţiilor radio de la Malaga-Torremolinos.

În timpul desfăşurării jocurilor olimpice de iarnă de la Albertville, Franţa - France Télécom şi Telediffusion de France au transmis circa 200 de ore emisiuni de televiziune de înaltă definiţie. Emisiunile, cu vădit scop demonstrativ, au putut fi recepţionate în 50 de locuri din toată Europa (dintre care 27 numai în Franţa).

În concluzie se poate spune că transmisiunile EDTV au început să fie realitate în Japonia (transmisiuni terestre) şi Europa (transmisiuni prin satelit), în timp ce în Statele Unite nu sunt semne concrete de implementare a acestui sistem. Transmisiunile HDTV sînt în uz în Japonia, în timp ce în Europa, o dată cu adoptarea unui nou standard, D2-MAC, care l-a pus în umbră pe HD- MAC, lucrurile par să se îndrepte spre televiziunea digitală de înaltă definiţie. Din păcate, în mai rapida pătrundere pe piaţă a noii televiziuni, nu va avea ultimul cuvânt de spus industria TV (deja producători importanţi - Philips, Thomson, Rhode&Schwarz, N.H.K., N.T.T., K.D.D., France Télécom - au investit milioane de dolari în tehnologia de 0,8 microni, impusă de cerinţa ca circuitele integrate pentru HDTV să nu conţină în plus faţă de CI standard mai mult de 200mm^2), ci politica de interese a unor superputeri. ♦

ÎNLOCUIREA TRANSFORMATORULUI DE LINII LA T.V. "DIAMANT 220"

ing. Şerban Naicu

Receptorul de televiziune DIAMANT 220 (FOTON 225), produs de fosta Uniune Sovietică prezintă particularitatea utilizării pentru obţinerea foartei înaltei tensiuni (FIT) a unui dublor de tensiune, extrem de greu de procurat.

Transformatorul de linii utilizat de acest televizor este şi el diferit de transformatoarele de linii folosite în televizoarele româneşti şi la fel de greu de procurat ca şi dublorul.

Deci în cazul defectării uneia din aceste două componente (dublor, trafo de linii) depanatorul se află în faţa unei probleme greu de soluţionat cu materiale autohtone.

Se pune deci întrebarea dacă se pote utiliza, la acest tip de televizoare, un transformator de linii românesc, eliminând în acest fel şi necesitatea folosirii unui dublor de tensiune. Acest lucru este posibil deoarece bobina de FIT a transformatorului de linii românesc furnizează chiar foarte înalta tensiune (după redresarea cu dioda TV18) necesară anodului 2 al tubului cinescop, spre deosebire de transformatorul de linii din televizorul DIAMANT 220 a cărui înfăşurare FIT furnizează doar jumătate din această tensiune (care este dublată apoi cu multiplicatorul YH9/18-03).

Răspunsul la întrebarea de mai sus este afirmativ, dar înlocuirea este posibilă doar după efectuarea unor modificări pe care le prezentăm în continuare.

În fig. 1 prezentăm schema electrică a transformatorului de linii din T.V. DIAMANT 220 (fig. 1a) şi a transformatorului de linii românesc (fig. 1b), care echipează televizoarele cu circuite integrate. În cazul acestuia din urmă precizăm că pinul 9 (priză mediană) există doar la transformatoarele de linii care echipează televizorul cu C.I. cu consum redus de energie (cu dioda FIT încorporată).

Transformatorul de linii din T.V. DIAMANT 220 prezintă o înfăşurare primară (5-12) şi trei înfăşurări secundare: 10-13 (pentru RAA), 4-11 (tensiune de accelerare) şi 3-14 (FIT).

Transformatorul de linii românesc prezintă o înfăşurare primară secţionată în două jumătăţi (1-2 şi 3-4) şi trei înfăşurări secundare: bobina de FIT, 7-8 (pentru filament) şi 5-6 (pentru tensiunea recuperată de 28V). Menţionăm că cea de-a doua înfăşurare notată 3-4 (legată în paralel cu prima) este pentru armonica a III-a.

După extragerea de pe modulul de baleiaj al televizorului "DIAMANT 220" a transformatorului original (din cauza unei defecţiuni a sa sau a dublorului) se vor opera unele modificări.

În fig. 2a se prezintă partea de cablaj originală din zona transformatorului de linii de pe T.V. DIAMANT 220, iar în fig. 2b cum va arăta ea după operarea modificărilor necesare. Se observă că s-au întrerupt traseele care legau la masă pinii 3 şi 9 ai transformatorului de linii, pinul 3 se leagă la pinul 10, pinul 9 la pinul 4, iar pinul 2 la masă. În rest nu se operează nici o modificare pe cablajul televizorului.

Noul transformator de linii (românesc) înainte de introducere se pregăteşte în felul următor: pinii 2 şi 3 ai acestuia se îndoaie în sus şi se lipesc între ei (nu se introduc în cablaj), pinul 6 se îndoaie în sus şi se lipeşte de suportul de prindere (la masă), iar pinul 9 (dacă există) se îndoaie şi el în sus şi nu se conectează.

După această operaţie, transformatorul se introduce doar cu 5 pini în găurile din cablaj, încât să respecte următoarea echivalenţă: 1(12), 4(9), 5(5), 7(3) şi 8(2). În paranteză s-a trecut numărul pinilor marcaţi pe cablaj la T.V. DIAMANT 220.

După lipirea lor şi introducerea bobinei de FIT la anodul 2 al T.C., televizorul se poate porni.

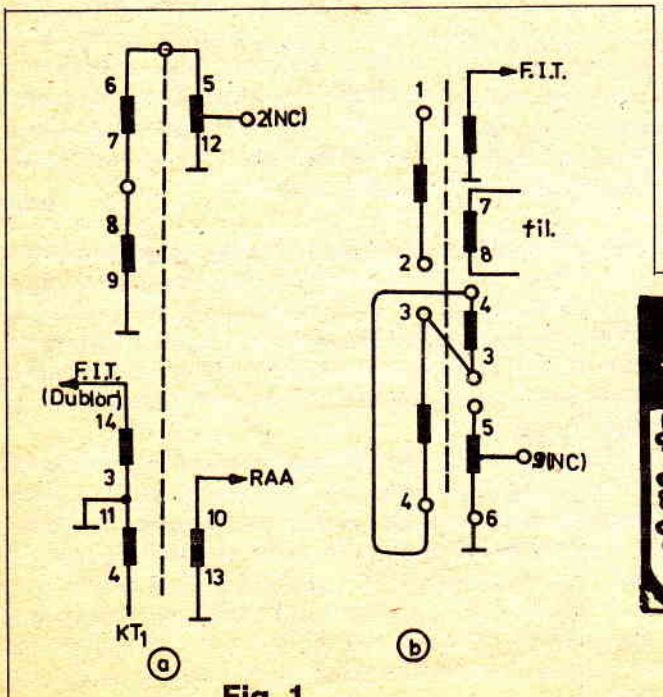


Fig. 1

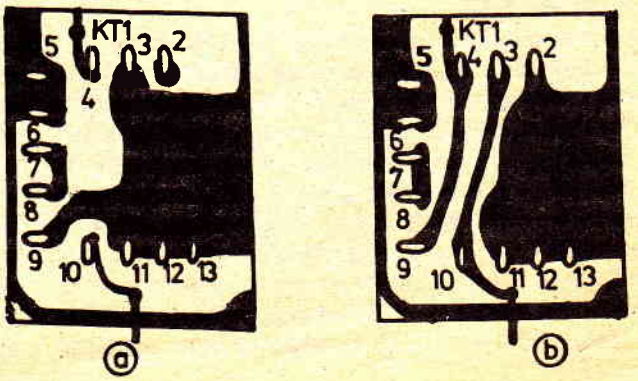


Fig. 2

RADIO

STEREOFONIE ÎN M.A.

ing. Cristian Ivanciovici

În marea majoritate a cazurilor, emisiunile stereofonice sunt difuzate pe lungimile de undă ultra-scurte unde se foloseşte modulaţia în frecvenţă (MF). Acest lucru nu înseamnă că nu pot exista şi emisiuni stereofonice transmise prin procedeul modulaţiei în amplitudine (MA).

De obicei modulatoarele MA folosesc o antenă de ferită şi un circuit de radio-frecvenţă format dintr-unul sau două etaje acordate de RF. Atunci când un receptor trebuie să asigure o bandă de audiofrecvenţă mai mare de 4,5 KHz această proiectare nu mai este satisfăcătoare, dar nici nu implică necesitatea producerii de noi circuite integrate de radiofrecvenţă sau frecvenţă intermediară. Se pot folosi şi circuitele deja existente (cu mici modificări în schemele de aplicaţie) astfel încât performanţele obţinute să poată concura cu cele ale unui receptor stereo MF.

Atunci când se proiectează un receptor MA-stereofonic se ţine cont de obişnuitele cerinţe ce se impun: sensibilitate, selectivitate, rejecţia frecvenţei imagine, distorsiuni, raport semnal/zgomot, o bună fidelitate audio. Dacă răspunsul în frecvenţă al filtrului de frecvenţă intermediară poate fi menţinut simetric, circuitele integrate MA obişnuite vor avea un coeficient de distorsiuni foarte mic pentru o gamă largă de variaţie a nivelului semnalului. Majoritatea lor au un câştig în tensiune dozat de asemenea manieră încât atunci când acţionează R.A.A.-ul să se obţină un raport semnal/zgomot maxim. Pentru un receptor MA stereo s-au ales următoarele performanţe minime ce trebuie atinse, având un grad de modulaţie m=30%:

a) un raport semnal/zgomot de 20dB pentru un semnal ≤0,2mV/m;

b) rejecţia frecvenţei imagine ≥50dB;

c) nivelul maxim al semnalului de intrare = 1V/m;

d) atenuarea canalului adiacent ≥35dB;

e) coeficientul de distorsiui armonice <0,5% pentru m=30% şi 1% pentru m=80%;

f) raportul semnal/zgomot maxim ≥50dB;

g) banda de audiofrecvenţă: 20Hz÷15KHz.

Din nefericire, punctele d şi g nu sunt compatibile cu lărgimea canalului MA actual care este de 9KHz. Pentru a depăşi acest impediment fie se măreşte lărgimea canalului aferent, fie se acceptă o bandă de audiofrecvenţă modestă.

Distorsiunile de AF şi selectivitatea receptorului MA sunt în principal determinate de filtrul de frecvenţă intermediară. Utilizarea circuitelor acordate LC tradiţionale în radioreceptor este în acest caz dificilă datorită limitărilor în privinţa factorului lor de calitate Q. Spre exemplu, luând un circuit acordat pe frecvenţa centrală f_c=455KHz se obţin următoarele rezultate (lărgimea de bandă de 20KHz la 40dB):

Nr. de secţiuni	Lărgimea de bandă	Factor minim de calitate Q
3	3,2kHz	111
4	5 kHz	180
5	6,7 kHz	238
6	8 kHz	322
7	9,1 kHz	411
8	10,5 kHz	483

Cum factorul de calitate Q al circuitelor acordate este relativ mic devine imperativă folosirea filtrelor ceramice pentru frecvenţa intermediară. Răspunsul în frecvenţă are forma din fig. 1. Pentru filtrele FI de bandă largă, zerourile caracteristicii sunt la ±20KHz (faţă de frecvenţa centrală) iar pentru filtrele de bandă îngustă la ±10KHz. Atenuarea minimă de 27dB a flancurilor laterale în afara zonei de

Să urmărim ce modificări s-au produs practic în schema televizorului.

Primarul transformatorului nou (românesc) va avea pinii 2-3 lipiţi între ei, deci cele două înfăşurări înseriate, iar pinul 1 la masă şi celălalt capăt al bobinei (pinul 4) la pinul 9 marcat pe cablaj legat cu pinul 4 de pe cablaj (la care nu e lipit nici un terminal al transformatorului de linii, deoarece pinul 6 al acestuia, am precizat anterior, este îndoit în sus şi legat la masă). Pinul 4 de pe cablaj este conectat la KT1, deci primarul transformatorului de linii (pinii 1-4) a devenit înfăşurare secundară pentru obţinerea tensiunii de +550V (după redresare cu dioda 3D1, alimentând pinul 3 al tubului cinescop - grila de accelerare).

Înfăşurarea 7-8 (care anterior era destinată alimentării filamentului T.C.) are pinul 8 la masă, iar pinul 7 la pinul 3 marcat pe cablaj, care a fost legat cu pinul 10 de pe cablaj (în care nu pătrunde nici un picioruş al transformatorului de linii, deoarece picioruşul corespunzător 3 a fost îndoit în sus şi legat cu 2) furnizând impulsuri pentru RAA la cupla 7a, pinul 7.

Înfăşurarea 5-6 a transformatorului de linii (destinată anterior obţinerii tensiunii recuperate de 28V) va avea pinul 6 la masă, iar pinul 5 la pinul 5 de pe cablaj, devenind în această situaţie primarul transformatorului de linii. El este cuplat în emitorul tranzistorului final de linii 3T10.

Bobina de FIT îşi păstrează destinaţia, furnizând foarte înalta tensiune (16-18KV) redresată cu TV 18 (încorporată sau nu în trafo de linii) necesară anodului 2 al T.C. ◆

ÎN ATENŢIA CITITORILOR

Vă anunţăm că numerele 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 sunt epuizate şi editura nu mai poate asigura expedierea acestora.

Editura electronistul

trecere (vezi fig. 1) este mică dar se situează într-o zonă unde pot fi folosite filtre inductive suplimentare. Acest fapt necesită nişte buffere între bobine şi filtrele ceramice.

Prin experimente s-a constatat că o lărgime de bandă audio de 20KHz sau chiar 15KHz nu este întotdeauna de dorit în cazul unui radioreceptor MA de calitate datorită zgomotului şi interferenţelor cu alte posturi. Din aceste motive, pe poziţia bandă largă răspunsul de audiofrecvenţă trebuie să fie de 7 -8 KHz, iar pe poziţia bandă îngustă (în special la recepţia pe timp de noapte), răspunsul va fi de cca. 4,5KHz.

În privinţa circuitelor de radio-frecvenţă se pune problema ca lărgimea de bandă a acestora să nu afecteze răspunsul de audio-frecvenţă. Dacă se presupune un factor de calitate Q=60 al circuitului de RF obţinem:

— la frecvenţa f_1=1400KHz (în unde medii) şi o lărgime de bandă a canalului B_1=24KHz (la -3dB), banda în AF va fi de 12KHz;
— pentru f_2=600KHz şi o bandă a canalului B_2=10KHz (la -3dB), banda în AF=5KHz (rejecţia frecvenţei imagine este de 48dB).

Dacă este micşorat factorul de calitate Q al antenei de ferită sau al circuitului de RF acordat pentru a îmbunătăţi răspunsul audio se înrăutăţeşte rejecţia frecvenţei imagine. În cazul utilizării antenei de ferită scade şi sensibilitatea. Tensiunea de radiofrecvenţă indusă în antenă E_g va fi:

$$E_g = \frac{n\mu Af}{60}E\,;\; V = QE_g$$

unde notaţiile sunt următoarele:

V = căderea de tensiune pe circuitul antenei;

n = numărul de spire;

μ = permeabilitatea antenei;

A = aria secţiunii transversale a antenei;

f = frecvenţa de lucru (recepţionată);

Q = factorul de calitate;

E = intensitatea câmpului electric;

E_g = tensiunea indusă

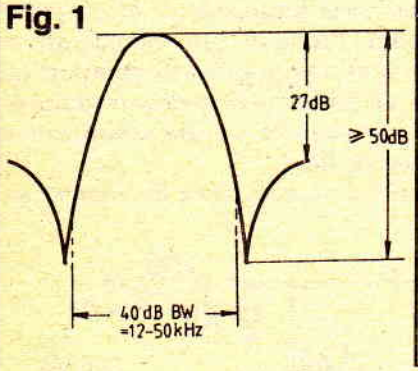
Pentru a compensa înrăutăţirea rejecţiei frecvenţei imagine, cea mai bună soluţie este un circuit RF dublu acordat, ce poate fi proiectat să aibă o lărgime de bandă constantă, cu frecvenţe centrale diferite. Deci pentru etajul de intrare avem două posibilităţi:

— să cuplăm direct antena la circuitul dublu acordat, dar apare o atenuare de 6dB;
— să utilizăm un etaj neacordat cu FET şi să introducem circuitul dublu acordat între acesta şi mixer.

În ambele cazuri, factorul de calitate al antenei va fi mic la capătul inferior al benzii MA, dar cazul doi elimină nevoia unui condensator trimer pentru antenă.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 1



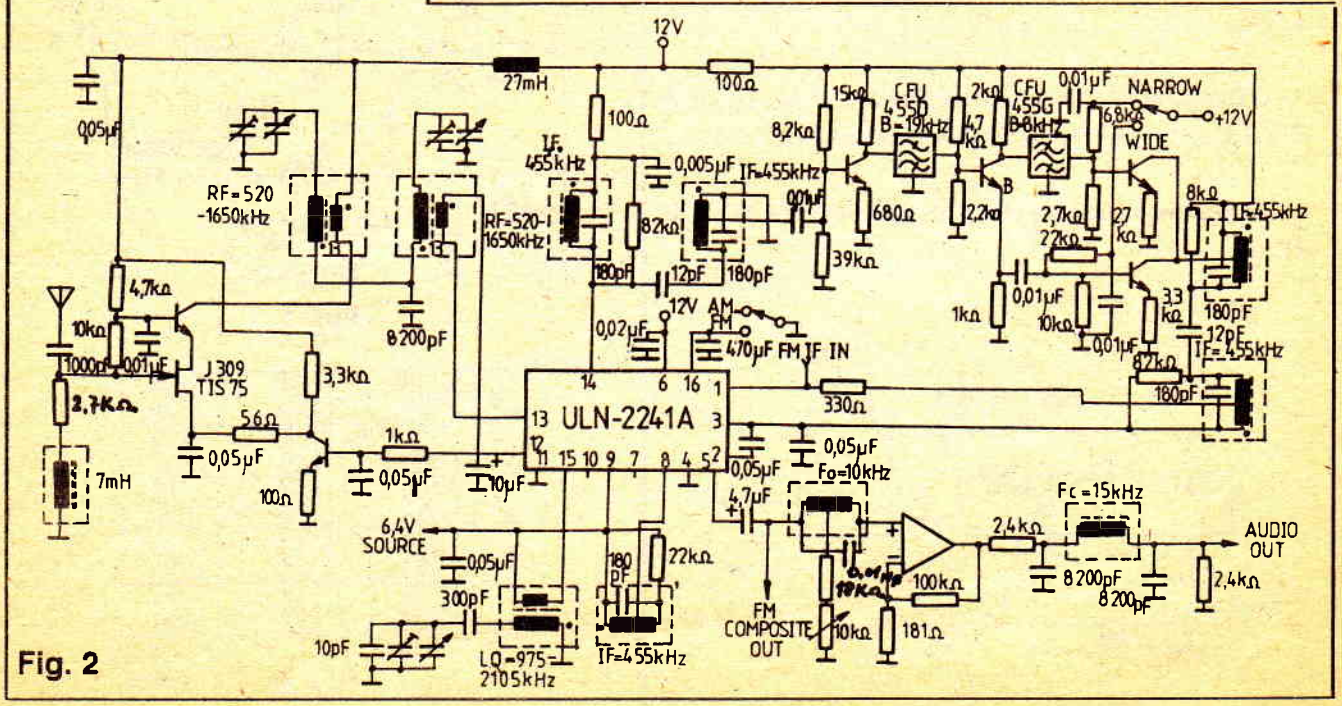
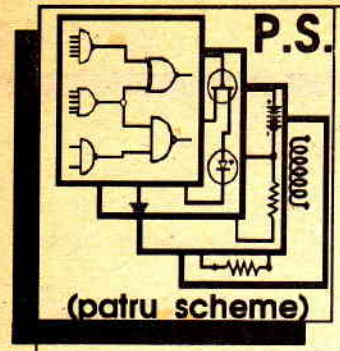


Fig. 2



GENERATOR DE TEST RADIO-TV

Circuitul CDB 4121 E se utilizează în principal ca monostabil sau formator de impulsuri. El intră în componenţa aparatelor de măsură numerice, în diverse circuite pentru temporizări, declanşări baze de timp, etc.

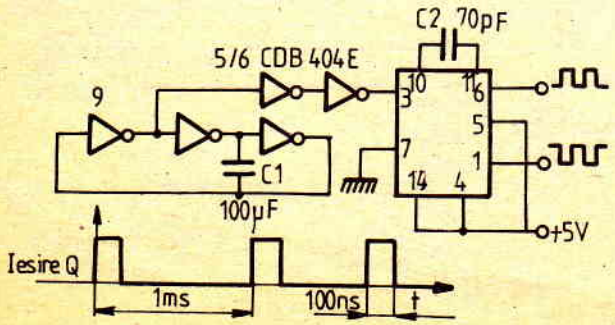
În figură se dă un generator de impulsuri înguste de 100 ns şi cu frecvenţa de repetiţie de 1kHz.

Fronturile fiind de 12 ns, fac posibilă apariţia armonicilor până în domeniul UUS.

Astfel se pot testa cu succes atât etajele de AF, cât şi etajele FÎF. Numărul mic de componente face posibilă încasetarea generatorului într-o sondă de ÎF. Alimentarea se poate lua şi de la o baterie de 4,5 V.

Oscilatorul de 1 kHz se realizează cu o capsulă CDB 404 E (6 negatoare) şi un condensator de 100 μF/6V.

Generatorul de impulsuri conţine o capsulă CDB 4121E.



PREAMPLIFICATOR PENTRU CAP MAGNETIC

Un montaj deosebit se poate realiza cu un amplificator operaţional conţinut de capsula μA 7490 (fig. 1). Este vorba de un preamplificator dedicat traductoarelor sensibile la câmp magnetic variabil (capete de citire/ştergere, microfoane, doze, etc.). Poate realiza o amplificare de 60dB la frecvenţa de 1KHz. Nivelul maxim la ieşire este de 2,8Vrms, iar consumul de 30mW în cazul alimentării de la o sursă de 12Vc.c.

În fig. 2 se ilustrează caracteristica de amplificare funcţie de frecvenţă. Circuitele de compensare sunt prevăzute în bucla de reacţie negativă a operaţionalului. Pentru ajustarea amplificării se poate introduce un circuit opţional de reglare cu un potenţiometru semireglabil ilustrat pe fig. 1.

Montajul necesită o singură sursă de alimentare de 12Vcc.

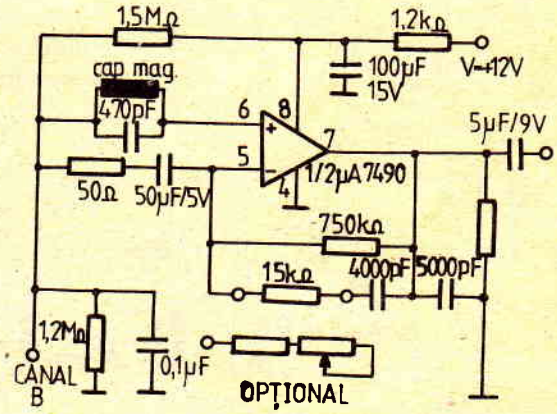


Fig. 1

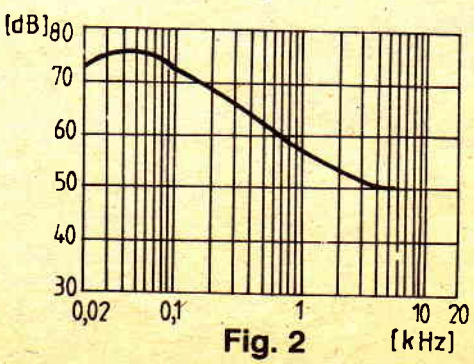


Fig. 2

REGLAREA AMPLIFICĂRII ÎN DOMENIUL -30 ... +40dB

Comanda amplificării unui operaţional poate fi făcută în limite destul de largi cu ajutorul unui potenţiometru. În fig. 1 se dă o astfel de schemă.

Luând $R_1=R_2$ (între 10 şi 100 kΩ) şi presupunând cursorul potenţiometrului R_T fixat astfel încât $R_3=R_4$, se obţine o punte echilibrată, în care amplificatorul este conectat pe o diagonală. Cuplând un generator între Bi şi masă, rezultă un semnal $E_0=0$ la ieşirea amplificatorului.

Modificând R_T astfel încât R_3 să crească şi R_4 să scadă, se dezechilibrează puntea şi la ieşire se obţine un semnal amplificat E_0 opus ca fază celui de la intrare, cu atât mai mare cu cât R_3 are o valoare mai mică. Formula de determinare a lui E_0 este:

$$E_0 = \frac{E_i R_3}{R_2+R_4}\left(\frac{R_4}{R_3}-\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_4}{R_5}\right)$$

Montajul din fig. 2 permite obţinerea unui reglaj al amplificării de la -30 dB la +40 dB, tot cu ajutorul unui potenţiometru. Semnalul E_0 este în fază cu cel de intrare (E_i), indiferent de valoarea raportului R_3/R_4. Valoarea lui E_0 se determină cu formula:

$$E_0 = \frac{E_1 R_3}{R_3+R_4}\left(\frac{R_4}{R_3}+\frac{R_4}{R_1}\right)$$

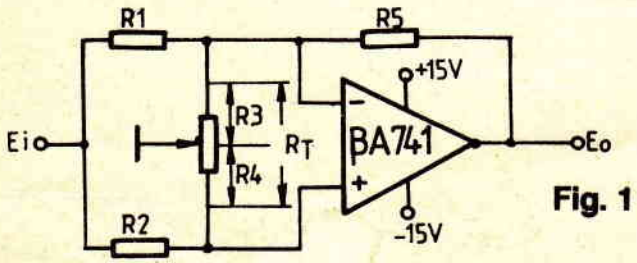
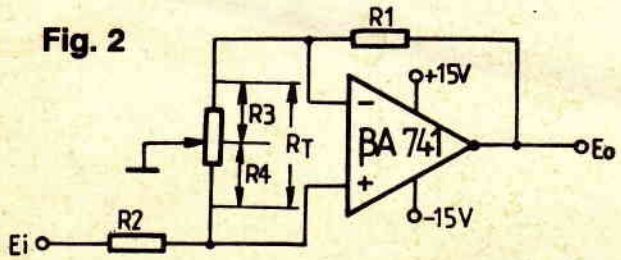


Fig. 1

Fig. 2

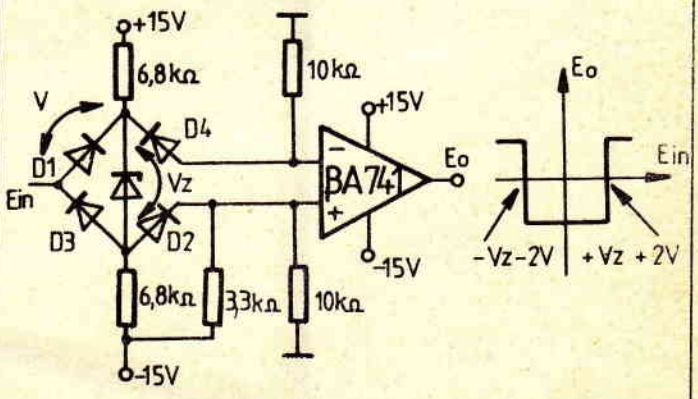


COMPARATOR DE INTERVAL

Utilizarea unui astfel de comparator este destul de largă, începând de la simple detectoare până la convertoare analog- digitale din aparatura numerică.

De obicei, un comparator de interval are în schemă două amplificatoare operaţionale şi două surse de referinţă acţionând un circuit «ŞI». Schema prezentată în continuare utilizează numai un amplificator operaţional.

Presupunem că se aplică o tensiune (Ein) negativă, în jur de -13 V. Dioda Zener are o tensiune Vz la borne (presupunem că este mai mică de 2 ... 3 V). Tensiunea de intrare deschide diodele D_3 şi D_4, astfel că intrarea inversoare (-) apare conectată la o tensiune egală cu (-13+2+Vz). La ieşirea amplificatorului va fi o tensiune pozitivă (aproximativ +15V). Crescând tensiunea Ei către zero, se ajunge la o valoare Ein=-Vz-2V. În această situaţie, diodele D_3 şi D_4 se blochează (D_1 şi D_2 rămân în continuare blocate) şi intrările operaţionalului se găsesc la potenţial zero faţă de masă prin rezistenţele de 10 kΩ. Ieşirea va căpăta tot potenţialul zero. La o creştere foarte mică a tensiunii în jurul valorii menţionate mai sus, E_o va deveni negativă din cauza potenţialului negativ transmis la intrarea neinversoare (+) prin rezistorul de 3,3 MΩ. Crescând în continuare Ein, puntea va rămâne blocată până când Ein=2V+Vz. În acest moment se deschid diodele D_1 şi D_2, iar potenţialul pozitiv apare la intrarea (+) a amplificatorului. E_o va creşte brusc la +15 V. Crescând Ein, ieşirea va rămâne la potenţial pozitiv (Ein nu se va mări peste +13 V).



LEI 330

ISSN 1220-6741

Sperînd într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant** *STAN SERGIU*).

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 sînt epuizate).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi **380 lei** pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.